F1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXXV (XXXIX)

Fasc. 1–2

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1989

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI

L: 041645

Tomul XXXV (XXXIX)

Fasc. 1–2

Secția III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1989

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. CAMELUȚA BELDIE (președinte)
Prof. dr. ing. ADRIAN RADU
Prof. dr. ing. M. GAFIȚANU
Conf. dr. ing. D. LIUȚE
Prof. dr. doc. D. MANGERON
Prof. dr. ing. GH. MAXIM
Acad. prof. dr. doc. CRISTOFOR SIMIONESCU
Prof. dr. doc. GH. CHIRIȚĂ
Prof. dr. doc. VALERIU BLIDARU

Această fascicolă a apărut și cu sprijinul material al Comitetului sindical și Consiliului U.A.S.C.R. al Institutului politehnic din Iași

COMITETUL DE REDACȚIE AL SECȚIEI
III. ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. ALEXANDRU POEATĂ
Prof. dr. ing. MIHAI ANTONIU
Șef lucr. dr. ing. MIHAIL VOICU
Șef lucr. dr. ing. LIVIU GORAȘ

REDACȚIA

Prof. dr. doc. DUMITRU MANGERON
(redactor responsabil)
Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN
(secretar de redacție)
Asist. ing. ADRIAN ADĂSCĂLIȚEI
(redactor)
ECATERINA IRIMIEA
(tehnoredactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXXV (XXXIX, Fasc. 1–2 1989

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI.

SUMAR

Pag.

H. ROSMAN, Asupra randamantului transmisiei puterii active maxime printr-un cuadripol general, în regim permanent armonic (franc., rez. rom.) . . . 1

S. MITREA şi A. ADĂSCĂLITEI, Asupra determinării rezistenţei de sarcină pentru evitarea ferorezonanţei serie (engl., rez. rom.) 9

D. BALAN şi T. BALAN, Caracteristici de frecvenţă pentru bobine realizate cu miezuri de ferite de tip Ni–Zn (franc., rez. rom.) 13

C. LAZĂR şi M. VOICU, Îmbunătăţirea performanţelor sistemelor de stabilizare cu reacţie după stare, în condiţii nenule, prin utilizarea regulatorului *I*-inteligent (engl., rez. rom.) 19

A. CREŢU, Asupra măsurării parametrilor bobinelor şi condensatoarelor liniare prin defazarea curenţilor la 90° (engl., rez. rom.) 25

E. HNATIUC, Asupra funcţionării optime a spirelor ecran la electromagneţii monofazaţi de curent alternativ de tip $U-I$ (franc., rez. rom.) 31

A. BARABOI şi E. FURNICĂ, Încălzirea în regim permanent a unui contact electric punctiform, de tip alunecător (franc., rez. rom.) 37

S. HARGHEL, R. COCIU şi L. COCIU, Asupra unei variante de oscilomotor electric de tip repulsie (franc., rez. rom.) 43

M. ANTONESCU şi I. ANTONESCU, Termometru cu traductor tip termistor, pilotat cu microprocesor (germ., rez. rom.) 49

I. CASIAN-BOTEZ, Pierderile de inserţie suplimentare ale unui cuplor hibrid (engl., rez. rom.) 55

L. SEBASTIAN şi S. CABA, Condiţiile invarianţei în timp în sistemele de reglare automată liniare (engl., rez. rom.) 57

C. PAL şi D. ZAMFIR, Consideraţii privind realizarea unui convertor electromecanic pentru un amplificator electrohidraulic (germ., rez. rom.) 63

I. POPESCU, D. BĂRBULESCU şi I. ZAHARIA, Energia activă transmisă pe armonici în reţeaua electrică ce alimentează receptoare neliniare printr-o staţie electrică de tip racord adînc (franc., rez. rom.) 69

GH. CÎRŢINĂ, Asupra posibilităţilor de utilizare a matricei Jacobiene (franc., rez. rom.) 77

RECENZII 83

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tom XXXV (XXXIX), Fasc. 1–2 1989

Section III

ELECTROTECHNICS. ENERGETICS. ELECTRONICS. AUTOMATION.

CONTENTS

Pag.

H. ROSMAN, Sur le rendement du transfert de la puissance active maximum par un quadripôle général en régime permanent harmonique (French, Romanian summary) 1

S. MITREA and A. ADĂSCĂLITEI, Upon the Determination of Load Resistance to Prevent Series Ferroresonance (English, Romanian summary) . . . 9

D. BALAN et T. BALAN, Caractéristiques de fréquence pour les bobines à noyaux de ferrites du type Ni–Zn (French, Romanian summary) 13

C. LAZĂR and M. VOICU, Performances Improvement Using *I*-Intelligent Controller in Case of State Feedback Stabilized Systems with Non Zero Initial Conditions (English, Romanian summary) 19

A. CREŢU, About the Coils and Condensers Parametres Measurement for the Currents 90° Phase Angle (English, Romanian summary) 25

E. HNATIUC, Sur le fonctionnement optimal des bagues de déphasege des électroaimants monophasés à courant alternatif de type $U-I$ (French, Romanian summary) 31

A. BARABOI et E. FURNICĂ, Le régime permanent de l'échauffement d'un contact électrique à point, de type glissant (French, Romanian summary) . . . 37

S. HARGHEL, R. COCIU et L. COCIU, Une variante d'oscillomoteur électrique de type répulsion (French, Romanian summary) 43

M. ANTONESCU und I. ANTONESCU, Mikroprozessorgeste uertes Thermistorthermometer (German, Romanian summary) 49

I. CASIAN-BOTEZ, Excess Insertion Loss of a Combined Hybrid (English, Romanian summary) 55

L. SEBASTIAN and S. CABA, Conditions of Temporal Invariability in Linear Automatic Control (English, Romanian summary) 57

C. PAL und D. ZAMFIR, Betrachtungen hinsichtlich der Verwirklichung eines elektromechanischen Konverters für einen elektrohydraulischen Verstärker (German, Romanian summary) 63

I. POPESCU, D. BĂRBULESCU et I. ZAHARIA, L'énergie active harmonique fournie aux réseaux électriques dans le cas des récepteurs non-linéaires alimentés par une station électrique industrielle (French, Romanian summary) 69

GH. CÎRŢINĂ, Sur les possibilités d'utilisation de la matrice Jacobienne (French, Romanian summary) 77

BOOK REVIEWS 83

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXXV (XXXIX), Вып. 1—2 1989

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Г. РОСМАН, К. п. д. передачи максимального активного мощности через общий четырехполюсник в гармоническим установившеся режиме (франц., рез. рум.)	1
С. МИТРЯ и А. АДЭСКЭЛИЦЕЙ, Определение сопротивления нагрузики для предотвращения последовательного феррорезонанса (англ., рез. рум.)	9
Д. БАЛАН и Т БАЛАН, Частотные характеристики Ni—Zn ферритовых катушек (франц., рез. рум.)	13
К. ЛАЗЭР и М. ВОЙКУ, Улучшение качеств используя регулятор *И*-умный в случае систем стабилизированных путем реакции по состоянию с ненулевыми начальными условиями (англ., рез. рум.)	19
А. КРЕЦУ, Об измерение параметров катушек и конденсаторов (англ., рез. рум.)	25
Э. ХНАТЮК, Об оптимальном работе короткозамкнутных витков электромагнитов переменного тока с П-образным магнитопроводом (франц., рез. рум.)	31
А. БАРАБОЙ и Э. ФУРНИКЭ, Установившийся процесс нагрева скальзящего одноточечного электрического контакта (франц., рез. рум.)	37
С. ХАРГЕЛ, Р. КОЧУ и Л. КОЧУ, Об одной вариаций о колебательнового двигателя репульсионного типа (франц., рез. рум.)	43
М. АНТОНЕСКУ и И. АНТОНЕСКУ, Термометры с датичком термистором контролированный с микропроцессором (нем., рез. рум.)	49
И. КАСЯН-БОТЕЗ, Добавочные вносимые потери гибридного соединителя (англ., рез. рум.)	55
И. СЕБАСТЯН и С. КАБА, Об условиях абсолютной нивариантности линейных систем автоматического регулирования (англ., рез. рум.)	57
К. ПАЛ и Д. ЗАМФИР, Соображения связи с реализаций электромеханического преобразователя для электрогидравлического усилителя (нем., рез. рум.)	63
И. ПОПЕСКУ, Д. БЭРБУЛЕСКУ и И. ЗАХАРИЯ, К распределению гармонических токов в электрических цепях снабжающие нелинейные приёмники (франц., рез. рум.)	69
И. КЫРЦИНЭ, К возможности использования Жакобяна (франц., рез. рум.)	77
РЕЦЕНЗИЙ	83

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.392.5 ; 004.15

SUR LE RENDEMENT DU TRANSFERT DE LA PUISSANCE ACTIVE MAXIMUM PAR UN QUADRIPÔLE GÉNÉRAL, EN RÉGIME PERMANENT HARMONIQUE

PAR

HUGO ROSMAN

1. Introduction

Dans une Note précédente [1] on a évalué le rendement du transfert de la puissance active maximum par un quadripôle biporte passif, en régime permanent harmonique, en aboutissant à la conclusion que sa valeur ne peut pas dépasser 50%. Dans une autre Note [2] on a prouvé que pour un quadripôle biporte passif (réciproque ou bien nonréciproque) on obtient le rendement maximum seulement avec le sacrifice du transfert d'une puissance active réduite et, inversement, on peut réaliser le transfert de la puissance active maximum seulement avec un rendement assez bas.

Dans ce qui suit on poursuit un double but à savoir : a) à déterminer le rendement de la transmission de la puissance active maximum par un quadripôle général passif, en régime permanent harmonique ; b) à établir les conditions dans lesquelles un tel quadripôle est, éventuellement, capable à transférer, en régime permanent harmonique, la puissance active maximum avec un rendement maximum.

2. Le rendement de la transmission de la puissance active maximum par un quadripôle général, en régime permanent harmonique

Si on considère un quadripôle général ayant les équations [3], [4] :

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} & \underline{A}_{13} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} & \underline{A}_{23} \\ \underline{A}_{31} & \underline{A}_{32} & \underline{A}_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{bmatrix}, \tag{1}$$

où $\underline{A}_{ij}$, $(i, j=1, 2, 3)$, représentent les paramètres fondamentaux du quadripôle (Fig. 1), l'expression du rendement de la transmission de la puissance active par un tel quadripôle (passif) a été établie dans la Note [5]. Compte tenu que

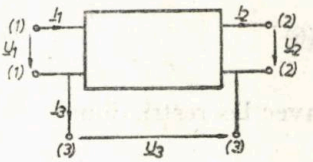


Fig. 1

$$\underline{U}_2=\underline{Z}_2\underline{I}_2,\ \underline{U}_3=\underline{Z}_3\underline{I}_3, \tag{2}$$

avec

$$\underline{Z}_2=R_2+\mathrm{j}X_2,\ \underline{Z}_3=R_3+\mathrm{j}X_3 \tag{3}$$

et si l'on admet que les paramètres R_3, X_3 sont constants, on obtient pour le rendement l'expression :

$$\eta = \frac{\alpha R_2}{\beta(R_2^2+X_2^2)+\gamma R_2+\delta X_2+\varepsilon}, \tag{4}$$

où

$$\alpha = R_3^2+X_3^2-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})R_3-2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})X_3+\underline{A}_{33}^2=[R_3-\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})]^2+$$
$$+[(X_3-\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})]^2\geq 0,$$
$$\beta=\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)(R_3^2+X_3^2)-\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)-$$
$$-\mathcal{R}e[\underline{A}_{31}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23}+\underline{A}_{13}\underline{A}_{21}^*)]\}R_3+\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)-$$
$$-\mathcal{I}m[\underline{A}_{31}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23}+\underline{A}_{13}\underline{A}_{21}^*)]\}X_3+\mathcal{R}e[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{31}^*)],$$
$$\gamma=\mathcal{R}e(\underline{A}_1^*\underline{A}_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)(R_3^2+X_3^2)+\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)-$$
$$-\mathcal{R}e[\underline{A}_{23}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})+\underline{A}_{13}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]\}R_3-$$
$$-\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)-\mathcal{I}m[\underline{A}_{23}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})+$$
$$+\underline{A}_{13}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]\}X_3+\mathcal{R}e[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{32}^*)+$$
$$(+\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{32})(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{31}^*)], \tag{5}$$
$$\delta=\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)(R_3^2+X_3^2)+\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)-$$
$$-\mathcal{I}m[\underline{A}_{23}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})+\underline{A}_{13}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]\}R_3-$$
$$-\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*-\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)+\mathcal{R}e[\underline{A}_{23}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})+$$
$$+\underline{A}_{13}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]\}X_3-\mathcal{I}m[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{32}^*)-$$
$$-(\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{32})(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{31}^*)],$$
$$\varepsilon=\mathcal{R}e(\underline{A}_{12}\underline{A}_{22}^*)(R_3^2+X_3^2)-\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{12}\underline{A}_{22}^*)-$$
$$-\mathcal{R}e[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{23}+\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^*)]\}R_3-\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{12}\underline{A}_{22}^*)-$$
$$-\mathcal{I}m[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{23}+\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^*)]\}X_3+\mathcal{R}e[(\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{32})(\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{32}^*)].$$

Les paramètres R_2, X_2 du récepteur qui réalisent le transfert de la puissance active maximum diffèrent selon que le quadripôle général est alimenté par un générateur idéal de tension ou de courant. Ainsi, dans le premier cas [6] :

$$\overline{R}_2=\frac{\sqrt{4be-d^2}}{2b},\quad \overline{X}_2=-\frac{d}{2b}, \tag{6}$$

avec les restrictions

$$e>\frac{d^2}{4b},\quad \sqrt{4be-d^2}+c>0,\quad b\neq 0, \tag{7}$$

tandis que dans le deuxième cas :

$$(8)\qquad \bar{R}_2'=\frac{\sqrt{4b'c'-d'^2}}{2b'},\quad \bar{X}_2'=-\frac{d'}{2b'},$$

avec les restrictions :

$$(9)\qquad c'>\frac{d'^2}{4b'},\quad \sqrt{4b'c'-d'^2}+c'>0,\quad b'\neq 0.$$

Ici

$$b=A_{11}^2\left\{\left[R_3-\mathcal{R}e\left(\frac{\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}}{\underline{A}_{11}}\right)\right]^2+\left[X_3+\mathcal{I}m\left(\frac{\underline{A}_{11}\ \underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}}{\underline{A}_{11}}\right)\right]^2\right\}\geqslant 0,$$

$$c=2(\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)(R_3^2+X_3^2)-\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)-$$

$$-\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]\}R_3+\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)+$$

$$(10)\quad +\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]\}X_3+\mathcal{R}e[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]),$$

$$d=-2(\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)(R_3^2+X_3^2)+\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)-$$

$$-\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}\underline{A}_{31}^*)]\}R_3+\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)+$$

$$+\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]\}X_3+\mathcal{I}m[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)],$$

$$e=A_{12}^2\left\{\left[R_3-\mathcal{R}e\left(\frac{\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}}{\underline{A}_{12}}\right)\right]^2+\left[X_3+\mathcal{I}m\left(\frac{\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}}{\underline{A}_{12}}\right)\right]^2\right\}\geqslant 0,$$

respectivement. e

$$b'=A_{21}^2\left\{\left[R_3-\mathcal{R}e\left(\frac{A_{21}A_{33}-A_{23}A_{32}}{A_{11}}\right)\right]^2+\left[X_3+\mathcal{I}m\left(\frac{A_{21}A_{33}-A_{23}A_{32}}{A_{11}}\right)\right]^2\geqslant 0,\right.$$

$$c'=2(\mathcal{R}e(\underline{A}_{21}\underline{A}_{22}^*)(R_3^2+X_3^2)-\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{21}\underline{A}_{22}^*)-$$

$$-\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]\}R_3+\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{21}\underline{A}_{22}^*)+$$

$$+\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{31})]\}X_3+\mathcal{R}e[(\underline{A}_{21}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{23}\underline{A}_{31})(\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{32}^*)]),$$

$$(11)\qquad d'=-2(\mathcal{I}m(\underline{A}_{21}\underline{A}_{22}^*)(R_3^2+X_3^2)+\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{21}\underline{A}_{22}^*)-$$

$$-\mathcal{I}m[\underline{A}_{23}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{31})]\}R_3+\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{21}\underline{A}_{22}^*)+$$

$$+\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{31})]\}X_3\oplus\mathcal{I}m[(\underline{A}_{21}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{23}\underline{A}_{31})(\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{32}^*)],$$

$$e'=A_{22}^2\left\{\left[R_3-\mathcal{R}e\left(\frac{\underline{A}_{22}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{22}\underline{A}_{32}}{\underline{A}_{22}}\right)\right]^2+\left[X_3+\mathcal{I}m\left(\frac{\underline{A}_{22}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{23}\underline{A}_{3e}}{\underline{A}_{22}}\right)\right]^2\right\}\geqslant 0.$$

Si l'on remplace les expression (6) des paramètres du récepteur dans la relation (4) on obtient

$$(12)\qquad \eta_{P_{2\max}}=\frac{\alpha}{\gamma+[2(\beta e+b\varepsilon)-d\delta]/\sqrt{4bc-d^2}}$$

tandis que si l'on substitue les expression (8) dans la même relation (4) il résulte

$$\eta_{P_{2\max}} = \frac{\alpha}{\gamma + [2(\beta e' + b'\varepsilon) - d'\delta]/\sqrt{4b'e' - d'^2}}. \tag{13}$$

On peut observer que le rendement du transfert de la puissance active maximum par un quadripôle général passif, en régime permanent harmonique, dépend des paramètres du quadripôle et des paramètres R_3, X_3. Il est possible à poser le problème de la détermination des paramètres R_3, X_3 de telle façon que les rendements $\eta_{P_{2\max}}(R_3, X_3)$, $\eta_{P'_{2\max}}(R_3, X_3)$ soient, éventuellement, maxima. D'une manière plus intéressante on peut poser le même problème, en la formulant autrement à savoir, dans le sens de déterminer les conditions qui assurent la réalisation du transfert de la puissance active maximum avec un rendement maximum.

3. Les conditions de transfert de la puissance active maximum, avec un rendement maximum, par un quadripôle général passif, en régime permanent harmonique

Selon ce qu'on a établi dans la Note [5], les paramètres R_2, X_2 du récepteur qui assurent le transfert de la puissance active par un quadripôle général passif, avec rendement maximum, le régime en étant permanent harmonique, sont donnés par les expressions :

$$R_2^* = \frac{\sqrt{4\beta\varepsilon - \delta^2}}{2\beta}, \quad X_2^* = -\frac{\delta}{2\beta}, \tag{14}$$

avec les restrictions

$$\varepsilon > \frac{\delta^2}{2\beta}, \quad \sqrt{4\beta\varepsilon - \delta^2} + \gamma > 0, \quad \beta > 0. \tag{15}$$

Si l'on poursuit à établir les conditions qui assurent le transfert, par un quadripôle général passif, alimenté par un générateur idéal de tension de la puissance active maximum avec un rendement maximum, alors il s'avère nécessaire que les égalités :

$$\bar{R}_2 = R_2^*, \quad \bar{X}_2 = X_2^* \tag{16}$$

soient satisfaites. Compte tenu de (6) et (14) on obtient

$$\frac{\sqrt{4be - d^2}}{b} = \frac{\sqrt{4\beta\varepsilon - \delta^2}}{\beta}, \quad \frac{d}{b} = \frac{\delta}{\beta}, \tag{17}$$

qui conduisent à

$$\frac{b}{\beta} = \frac{d}{\delta} = \frac{e}{\varepsilon}. \tag{18}$$

Dans ces conditions l'inégalité $e > d^2/4b$ implique la nécessité que l'inégalité $\varepsilon > \delta^2/4\beta$ soit satisfaite aussi et réciproquement. On a établi le suivant

T h é o r è m e. *Les conditions nécessaires et suffisantes afin qu'un quadripôle générale passif, alimenté par un générateur idéal de tension, soit capable à transférer une puissance active maximum avec un rendement maximum sont que le système (18) ait au moins une paire de racines* $(\tilde{R}_3, \tilde{X}_3)$ *réelles, avec* $\tilde{R}_3>0$, $\tilde{X}_3\leqslant 0$, *les inégalités (7) et (15) en étant satisfaites.*

En procédant d'une manière analogue on peut déterminer les conditions dans lesquelles on réalise le transfert de la puissance active maximum avec un rendement maximum par un quadripôle général passif alimenté par un générateur idéal de courant. Ces régimes sont réalisés seulement si

$$\bar{R}'_2=R^*_2, \quad \bar{X}'_2=X^*_2, \tag{19}$$

ou, ayant en vue (8) et (14) :

$$\frac{\sqrt{4b'e'-d'^2}}{b'}=\frac{\sqrt{4\beta\varepsilon-\delta^2}}{\beta}, \quad \frac{d'}{\beta'}=\frac{\delta}{\beta}, \tag{20}$$

qui impliquent les égalités :

$$\frac{b'}{\beta}=\frac{d'}{\delta}=\frac{e'}{\varepsilon}. \tag{21}$$

Cette fois l'inégalité $e'^2>d'^2/4b$ assure que l'inégalité $\varepsilon>\delta^2/4\beta$ soit aussi satisfaite et réciproquement. On peut énoncer le suivant

T h é o r è m e. *Les conditions nécessaires et suffisantes afin qu'un quadripôle général passif, alimenté par un générateur idéal de courant, soit capable à transférer une puissance active maximum avec un rendement maximum, sont que le système (21) ait au moins une paire de racines* $(\tilde{R}'_3, \tilde{X}'_3)$ *réelles, avec* $\tilde{R}'_3>0$, $\tilde{X}'_3\leqslant 0$, *les inégalités (9) et (15) en étant satisfaites.*

Il est évident que tant dans un cas que dans l'autre, on peut déterminer le rendement du transfert, au récepteur, de la puissance active maximum à l'aide de la relation [5] :

$$\eta_{P_{2\max}}=\eta_{P'_{2\max}}=\frac{\alpha}{\sqrt{4\beta\varepsilon-\delta}+\gamma^2}. \tag{22}$$

Si l'on analyse les relations (18) ou (21) on aboutit à la conclusion que dans chaque cas on peut déterminer les paramètres R_3, X_3 qui assurent le transfert de la puissance active maximum avec un rendement maximum, par un quadripôle général passif donné, en tant que solutions de deux systèmes d'équations algébriques du quatrième degré. En considérant la situation limite lorsque toutes les solutions de ces équations sont réelles, avec $R_3>0$, $X_3\leqslant 0$, il est possible à observer qu'il y a au plus 16 valeurs distinctes de l'impédance $\underline{Z}_3=R_3+jX_3$ qui réalisent le régime considéré ci-dessus, tant dans le cas lorsque le quadripôle général est alimenté par un générateur idéal de tension que dans celui lorsqu'il est alimenté par un générateur idéal de courant. Des renseignements supplémentaires ne peuvent pas être obtenus que dans des cas concrets, si l'on connaît les valeurs des paramètres $\underline{A}_{ij}$, $(i, j=1, 2, 3)$, du quadripôle, lorsqu'on peut utiliser des méthodes numériques en vue de déterminer les impédances $\underline{Z}_3=R_3+jX_3$ qui réalisent le transfert de la puissance active maximum avec un rendement maximum.

On peut envisager le cas, tout à fait particulier, lorsqu'on réalise (éventuellement) simultanément la transmission de la puissance active maximum avec un rendement maximum tant dans le cas de l'alimentation du quadripôle général par un générateur idéal de tension que dans celui de l'utilisation d'un générateur idéal de courant. Dans cette situation il est nécessaire que les inégalités (18) et (21) soient satisfaites simultanément de sorte que

$$\frac{b}{b'} = \frac{d}{d'} = \frac{e}{e'}. \tag{23}$$

En fait on peut réaliser une telle situation seulement dans les cas lorsque les systémes d'équations algébriques (18) et (21) ont, au moins, une paire de solutions R_3, X_3 communes, réelles, avec $R_3 > 0$, $X_3 \lesseqgtr 0$. Évidement, en même temps, il faut que les inégalités (7), (9) et (15) soient satisfaites simultanément.

4. Conclusions

1. On établit les expressions du rendement qui correspond au transfert de la puissance active maximum par un quadripôle général passif en régime permanent harmonique, alimenté soit par un générateur idéal de tension, soit par un générateur idéal de courant.

2. On précise les conditions nécessaires et suffisantes à être satisfaites par un tel quadripôle, afin qu'il soit capable de transférer à un récepteur passif la puissance active maximum avec un rendement maximum soit dans le cas lorsque le quadripôle est alimenté par un générateur idéal de tension, soit dans celui lorsqu'il est alimenté par un générateur idéal de courant.

3. On détermine les conditions qui assurent la transmission de la puissance active maximum avec un rendement maximum par un quadripôle général passif tant à l'alimentation de celui-ci par un générateur idéal de tension, qu'à l'alimentation par un générateur idéal de courant.

Reçue le 12 août 1988

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures
et Machines électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Rosman H., Braier A., *Randamentul transmisici energici electrice prin cuadripoli* (III). Rev. Univ. „Al. I. Cuza" şi a Inst. polit., Iaşi, I, *1–2*, 141–144 (1954).
2. Rosman H., Braier A., *Randamentul transmisiei energiei electrice prin cuadripoli* (IV). Bul. Inst. polit., Iaşi, I (V), *1 – 2*, 159–172 (1955).
3. Сигорский В. П., *Общая теория четырёхполюсника*. Изд. АН УССР. Киев, 1955.
4. Şora C., *Cuadripolul electric*. Ed. Tehn., Buc., 1964.
5. Rosman H., *Sur le théorème du transfert de la puissance active avec rendement maximum par un quadripôle général, en régime permanent harmonique*. Rev. Roum. des Sci. Tech., série Électrot. et Énerg., 33, 3, 241–252 (1988).
6. Rosman H., *Sur le théorème du transfert de la puissance active maximum par un quadripôle général en régime permanent harmonique*. Bul. Inst. polit., Iaşi, XXXIV (XXXVIII), *1–4*, s. III, 7 – 16 (1988).

ASUPRA RANDAMENTULUI TRANSMISIEI PUTERII ACTIVE MAXIME PRINTR-UN CUADRIPOL GENERAL, ÎN REGIM PERMANENT ARMONIC

(Rezumat)

Se stabilesc expresiile randamentului transferului puterii active maxime printr-un cuadripol general pasiv, în regim permanent armonic, alimentat fie de un generator ideal de tensiune, fie de un generator ideal de curent.

Se precizează condițiile în care un astfel de cuadripol transferă unui receptor pasiv puterea activă maximă, cu randament maxim, fie în cazul în care cuadripolul este alimentat de un generator ideal de tensiune, fie în cel cînd este alimentat de un generator ideal de curent.

Se determină condițiile în care un cuadripol general pasiv realizează simultan transmisia puterii active maxime cu randament maxim, atît la alimentarea cuadripolului de la un generator ideal de tensiune cît și la alimentarea acestuia de la un generator ideal de curent.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 538.551.25

UPON THE DETERMINATION OF LOAD RESISTANCE TO PREVENT SERIES FERRORESONANCE

BY

SAVEL MITREA and ADRIAN ADĂSCĂLIȚEI

1. Introduction

Series ferroresonance occurs especially in single-phase switching of unloaded three-phase distribution transformers. One of the means to prevent it is to connect a resistive load at the output of the transformer. Determination of the approximate value of resistance to be used can be effected by aid of the transient network analyzer [1].

In this paper the authors present the use of the piecewise-linear method to determine analytically the value of resistance mentioned above.

2. Steady-State Equations

The ferroresonant circuit is shown in Fig. 1. According to the literature the curve presented in Fig. 2 is a realistic modelling of magnetic characteristic of modern distribution transformers [2].

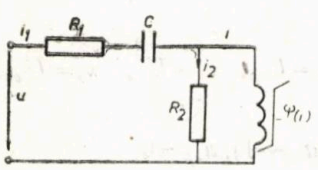


Fig. 1

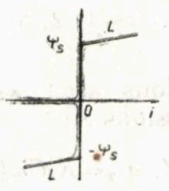


Fig. 2

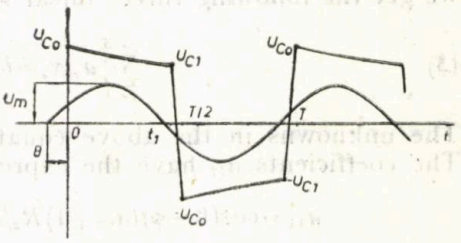


Fig. 3

In order to derive the steady-state equations, when the piecewise-linear method is applied, one has to know beforehand the output signal waveform. The steady-state harmonic symmetrical waveform of voltage across the capacitor is squetched in Fig. 3. For a given amplitude U_m of the input sine voltage and the initial flux linkage $\psi_0=\psi_s$ there exist certain initial values for U_{c0} and θ such that the transient state is absent in the circuit.

Any half period of the output signal is composed of two intervals. On the first interval ($t\in(0, t_1)$, represented in Fig. 3), the current through the

nonlinear reactor is zero, the flux linkage ψ varies from ψ_s to $-\psi_s$ and the voltage u_c, from U_{c0} to U_{c1}. The differential equations describing the evolution of state variables u_c and ψ on the above nonconducting interval are as follows:

$$(1)\qquad \begin{cases} \dfrac{du_c}{dt} = -\dfrac{1}{C(R_1+R_2)}u_c + \dfrac{1}{C(R_1+R_2)}U\sqrt{2}\sin(\omega t+\theta), \\ \dfrac{d\psi}{dt} = \dfrac{R_2}{R_1+R_2}u_c + \dfrac{R_2}{R_1+R_2}U\sqrt{2}\sin(\omega t+\theta). \end{cases}$$

Since in practice $R_2 \gg R_1$ the differential equations on the conducting interval ($t \in (t_1,\ T/2)$) can be written as follows:

$$(2)\qquad \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{LC}\psi, \quad \frac{d\psi}{dt} = -\frac{R_1}{L}\psi - u_c + U\sqrt{2}\sin(\omega t+\theta).$$

By using alternatively the exact solutions of (1) and (2), one may obtain piecewise transient waveforms that eventually would lead to steady-state solutions. For certain ranges of U_m, steady-state solutions cannot be reached by the computer simulation described above due to the chaotic behaviour of the circuit [3]. In order to avoid this we set appropriate periodicity conditions that lead to the obtaining of a system of linear algebraic equations by aid of which we can describe the steady-state waveform shown in Fig. 3. An exact description of the waveform, on each of the two intervals forming a half period, would require four algebraic equations. The aim of this paper is to show how the approximate value of resistance to prevent ferroresonance is determined, so that, if we assume that the conducting interval $t \in (t_1,\ T/2)$ is much shorter than the nonconducting one, $t \in (0,\ t_1)$, we get the following three linear algebraic equations:

$$(3)\qquad \sum_{j=1}^{j=3} a_{ij}x_i = b_i,\ (i=1,\ 2,\ 3).$$

The unknowns in the above equations are: $x_1 = U_m$, $x_2 = U_{c0}$, $x_3 = U_{c1}$. The coefficients a_{ij} have the expressions:

$$(4)\qquad \begin{gathered} a_{11} = \cos(\theta-\varphi)(a_{22}+1)R_2/Z,\ a_{12} = R_2C\omega(a_{22}-1),\ a_{13} = 0, \\ a_{21} = \cos(\theta-\varphi)(a_{22}+1)/ZC\omega,\ a_{22} = e^{-\pi/(R_1+R_2)C\omega},\ a_{23} = -1, \\ a_{31} = (1-a_{33})\sin\theta,\ a_{32} = 1,\ a_{33} = -e^{-R_1\pi/2L\Omega}. \end{gathered}$$

The initial phase θ plays the part of a parameter in the above expressions. Other notations used in (4) are the following:

$$Z = \sqrt{(R_1+R_2)^2+(1/C\omega)^2},\ \varphi = \operatorname{arctg}[(-1/C\omega)/(R_1+R_2)],\ \Omega = \sqrt{1/LC-(R_1/2L)^2}.$$

The right-hand terms in (3) are:

$$b_1 = -2\omega\psi_s,\ b_2 = 0,\ b_3 = 0.$$

The solutions of (3), for different values of the parameter θ, are valid if $\psi \in (\psi_s, -\psi_s)$ over the nonconducting interval $t \in (0, t_1)$. To check for this condition, the solution $\psi(t)$ of (1) is employed.

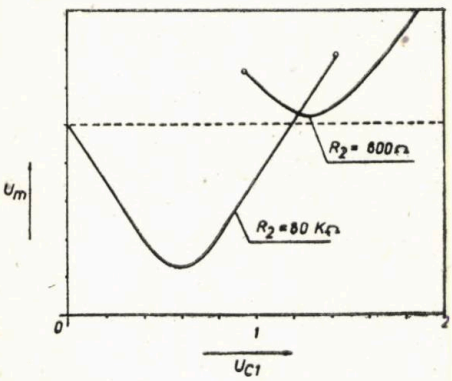


Fig. 4

3. Application

In order to illustrate the results which may be obtained by the technique described above the circuit having the parameters $C = 4.5\ \mu F$, $R_1 = 24\ \Omega$, $L = 10$ mH is considered. Fig. 4 shows the input—output normalized amplitude characteristic $U_m = f(U_{c1})$ for $R_2 = 80$ KΩ and $R_2 = 800\ \Omega$. It is seen that for $R_2 = 800\ \Omega$ the minimum normalized amplitude of appplied voltage to develop ferroresonance is greater than unity, i.e. greater than the transformer nominal voltage.

4. Conclusions

A simple method to determine the maximum value of load resistance to prevent series ferroresonance is presented. In order to increase accuracy the hysteresis can be taken into account. Also, exact solution for the conducting interval can be used.

Received, November 19, 1988

Polytechnic Institute of Jassy,
Department of Electrical Engineering,
Electrical Measurements and Machines

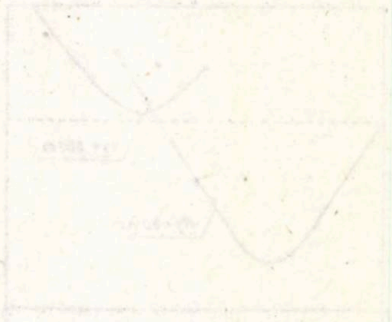
REFERENCES

1. Hopkinson R. H., *Ferroresonant Overvoltage Control Based on TNA Tests on Three-Phase Delta-Wye Transformer Banks.* IEEE Trans., **PAS-86**, *10*, 1258 — 1265 (1967).
2. Feldman J. M., Cappabianca A. L., *On the Accuracy and Utility of Piecewise-Linear Model of Ferroresonance.* IEEE Trans., **PAS-97**, *2*, 469 — 477 (1978).
3. Chua L. O., Hasler M., Neirynck J., Verburgh Ph., *Dynamics of a Piecewise Linear Circuit.* Proc. of the IEEE Internat. Symp. on Circuits and Systems. May, 1982, Rome, 1057 — 1061.

ASUPRA DETERMINĂRII REZISTENȚEI DE SARCINĂ PENTRU EVITAREA FEROREZONANȚEI SERIE

(Rezumat)

Ferorezonanța serie poate să apară în cazul comutării monofazate a transformatoarelor trifazate de distribuție. Pentru evitarea acestui fenomen se poate conecta o rezistență de sarcină. Valoarea acestei rezistențe se poate determina, conform literaturii de specialitate, cu ajutorul analizorului de regimuri tranzitorii. Se propune, în acest scop, o metodă analitică utilizînd liniarizarea pe porțiuni a caracteristicii magnetice. Regimul ferorezonant este descris cu ajutorul unui sistem de ecuații algebrice liniare.



BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 538.533

CARACTÉRISTIQUES DE FRÉQUENCE POUR LES BOBINES À NOYAUX DE FERRITES DU TYPE Ni—Zn

PAR

DANA BALAN et TRAIAN BALAN

1. Introduction

Les ferrites Ni—Zn (Niferit, Ferroxub, Fernolite, etc.) utilisées dans la construction des transformateurs et des bobines pour un large domaine de fréquences (50 KHz ... 200 MHz) ont le point Curie très bas (60° ... 80°C) et un coefficient de variation assez grand (en fonction de la température) de la perméabilité (10^{-5} .. 10^{-6} 1/°K). Si le contenu en Zn augmente la perméabilité initiale, μ_i, augmente aussi (100 ... 15 000), tandis que l'intensité du champ coercitif (H_c=6... 160 A/m) et l'induction de saturation (B_s=0,25...0,38 T) diminuent. Ces propriétés sont spécifiques pour la majorité des ferrites produites en Roumanie, du type A_1, A_2, A_5([1], Tableau 10,5 pp. 331 – 332).

Si l'on désire à interpréter le mécanisme du processus de magnétisation des ferrites [2], on doit expliquer la structure du spectre de la perméabilité initiale, qui met en évidence une valeur approximativement constante du composant μ' jusqu'à une certaine valeur de la fréquence, suivie par la diminution de celle-ci. Quant à la perméabilité visqueuse, μ'', elle présente un maximum dans le domaine où le composant μ' diminue, qui est associé à l'augmentation des pertes de magnétisation.

2. Schéma équivalent de la bobine à noyau de ferrite du type Ni—Zn

On propose, ci-dessous, un schéma équivalent pour la bobine à noyau de ferrite (Fig. 1), analogue à celui utilisé pour représenter un diélectrique polaire liquide. L'interprétation physique des trois éléments du schéma va être effectuée après l'établissement des relations qui caractérisent le comportement de la bobine à la variation de la fréquence.

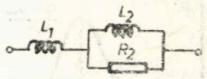


Fig. 1

Si l'on considère que les éléments dipolaires du schéma ont un caractère inertial, l'impédance complexe du schéma équivalent résulte de la forme:

$$(1) \qquad \underline{Z}=j\omega L_1+\frac{j\omega L_2 R_2}{R_2+j\omega L_2}=\frac{\omega^2 L_2^2 R^2}{R_2^2+\omega^2 L_2^2}+j\omega\left(L_1+\frac{L^2 R_2^2}{R_2^2+\omega^2 L_2^2}\right)$$

et on identifie celle-ci avec l'expression de l'impédance où intervient la perméabilité complexe [5]:

$$(2) \qquad \underline{Z}=j\omega L_0(\mu'-j\mu'').$$

Si on introduit la notation

(3) $$\tau = \frac{L_2}{R_2}$$

alors

(4) $$\mu' = \frac{L_1}{L_0} + \frac{L_2}{L_0} \cdot \frac{1}{1+\omega^2\tau^2}; \quad \mu'' = \frac{L_2}{L_0} \cdot \frac{\omega\tau}{1+\omega^2\tau^2}.$$

La tangente de l'angle des pertes magnétiques ($\operatorname{tg}\delta_m$) et le facteur de qualité de la bobine (Q_m) sont liés par l'intermédiaire de la relation

(5) $$\operatorname{tg}\delta_m = \frac{\mu''}{\mu'} = \frac{1}{Q_m} = \frac{\omega L_2 \tau}{L_1(1+\omega^2\tau^2)+L_2}.$$

On peut introduire les expressions

(6) $$\mu_s = \frac{L_1+L_2}{L_0}, \quad \mu_\infty = \frac{L_1}{L_0},$$

d'une façon analogue à celle utilisée pour définir ε_s et ε_∞ dans le cas des diélectriques liquides. Compte tenu de (6) les relations (4) et (5) deviennent:

(7) $$\mu' = \mu_\infty + \frac{\mu_s - \mu_\infty}{1+\omega^2\tau^2},$$ (8) $$\mu'' = \frac{(\mu_s-\mu_\infty)\omega\tau}{1+\omega^2\tau^2},$$

(9) $$\operatorname{tg}\delta_m = \frac{\mu_s-\mu_\infty}{\mu_s+\mu_\infty\omega^2\tau^2}.$$

Elles correspondent à des caractéristiques du type représenté dans la Fig. 2, qui, du point, de vue qualitatif, sont similaires à celles établies dans l'étude des diélectriques polaires liquides à la variation du champs de polarisation.

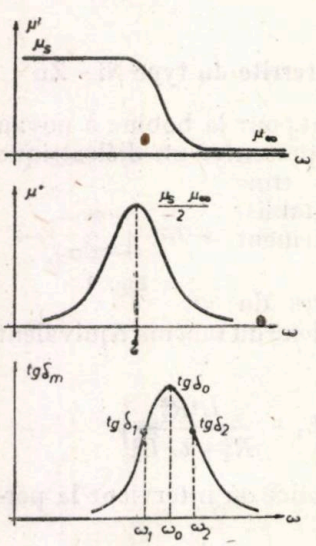


Fig. 2

a) Les éléments du schéma équivalent dipolaire sont définis comme suit: L_1 représente l'inductance équivalente dans le domaine des fréquences très élévées ; L_2—l'inductance supplémentaire qui permet à évaluer celle de la bobine (L_1+L_2) pour des fréquences basses ; L_0 — l'inductance de la bobine sans noyau ; $\tau = L_2/R_2$ — le temps de relaxation qui correspond à la valeur maximum du composant μ''.

b) La fréquence qui correspond à la valeur maximum de la perméabilité visqueuse (μ''— Fig. 2 *b*) est déterminée à l'aide de la relation (8), si on la dérive par rapport à la pulsation et on annule celle-ci

c) (10) $$\frac{d\mu''}{d\omega} = 0$$ d'où résulte (11) $$\omega = \frac{1}{\tau}.$$

La valeur maximum de μ'' est donc :

$$\mu''\left(\frac{1}{\tau}\right) = \frac{\mu_s - \mu_\infty}{2}. \tag{12}$$

3. Partie expérimentale

On peut obtenir, par voie expérimentale, la dépendance du facteur de pertes magnétiques en fonction de la fréquence ($\operatorname{tg}\delta_m(\omega)$ — Fig. 2 *c*, rel. (9)), à l'aide des mesures adéquates effectuées avec un impédancemètre ou *Q*-mètre. La courbe obtenue passe par un maximum pour :

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau}\sqrt{\frac{\mu_s}{\mu_\infty}} \tag{13}$$

en résultant

$$\operatorname{tg}\delta_m(\omega_0) = \operatorname{tg}\delta_0 = \frac{\mu_s - \mu_\infty}{2\sqrt{\mu_s \mu_\infty}}. \tag{14}$$

Si l'on analyse les caractéristiques représentées dans la Fig. 2, on constate que la fréquence qui correspond à la valeur maximum du facteur de pertes, $\operatorname{tg}\delta_0$, ne coïncide pas à celle qui correspond à la valeur maximum de la perméabilité visqueuse, $\mu''(1/\tau)$. Cette dernière-ci est située dans le domaine initial de diminution de la perméabilité élastique, $\mu'(\omega)$; par conséquent elle correspond à la fréquence du champs appliqué, en déterminant par cette voie la diminution de l'inductance apparente.

Le schéma équivalent proposé (Fig. 1) et les grandeurs μ_s, μ_∞, introduites ci-dessus, permettent, par analogie avec les diélectriques polaires liquides, à étudier nombre d'aspects concernant le comportement des bobines à noyaux de ferrite à la variation de la température où bien en régime périodique nonsinusoïdal. Une telle étude implique la nécessité de connaître les paramètres du schéma équivalent proposé.

On peut imaginer deux méthodes pour déterminer ces paramètres, qui sont basées sur l'utilisation des caractéristiques $\operatorname{tg}\delta_m(\omega)$ dont on dispose, fournies par les prospectus de ferrites et sur les résultats des mesures concernant l'inductance L_0 (en air) et de l'inductance (L_1+L_2) à des fréquences basses (50 ... 1 000 Hz).

Si l'on introduit la notation

$$y = \frac{L_2}{L_1} \tag{15}$$

les relations (6) conduisent à

$$y = \frac{\mu_s - \mu_\infty}{\mu_\infty} \quad \text{ou} \quad 1 + y = \frac{L_1 + L_2}{L_1}. \tag{16, 17}$$

Par cette voie la relation (9) devient

$$\operatorname{tg}\delta_m = \frac{\omega\tau y}{1 + y + \omega^2\tau^2} = \frac{\omega\tau L_2}{L_1(1+\omega^2\tau^2) + L_2}, \tag{18}$$

tandis que la valeur maximum de $\operatorname{tg}\delta_m$ est réalisée pour

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau}\sqrt{1+y} = \frac{1}{\tau}\sqrt{1+\frac{L_2}{L_1}}, \tag{19}$$

en étant

$$\operatorname{tg}\delta_m(\omega_0) = \operatorname{tg}\delta_0 = \frac{y}{2\sqrt{1+y}}. \tag{20}$$

On peut déterminer les grandeurs τ et y en utilisant les relations (19) et (20) si l'on identifie, à l'aide des caractéristiques expérimentales, les coordonnées $(\omega_0, \operatorname{tg}\delta_0)$ qui correspondent à la valeur maximum du facteur de pertes. Par cette voie on obtient :

$$\tau = \frac{1}{\omega_0}\sqrt{1+2(\operatorname{tg}^2\delta_0 + 2\operatorname{tg}\delta_0\sqrt{\operatorname{tg}^2\delta_0+1}}, \tag{21}$$

$$y = 2\operatorname{tg}\delta_0(\operatorname{tg}\delta_0 + \sqrt{\operatorname{tg}^2\delta_0+1}). \tag{22}$$

Une fois connues les grandeurs ci-dessus on peut déterminer les paramètres du schéma équivalent (Fig. 1) à savoir :

$$L_1 = \frac{\mu_s L_0}{1+L_2/L_1} = \frac{\mu_s L_0'}{1+y}; \quad L_2 = yL_1; \quad R_2 = \frac{L_2}{\tau}. \tag{23}$$

Il est bien possible à déterminer les grandeurs τ et y par une autre voie, en utilisant les coordonnées d'une paire de points situés sur la caractéristique $\operatorname{tg}\delta_m(\omega)$, d'une part et de l'autre de la valeur maximum de celle-ci et qui correspond à la pulsation ω. Ainsi, si les coordonnées des deux points mentionnés ci-dessus sont $(\omega_1, \operatorname{tg}\delta_1)$, respectivement $(\omega_2, \operatorname{tg}\delta_2)$ et compte tenu de la relation (18), on peut calculer :

$$\tau = \frac{\omega_2^2\operatorname{tg}\delta_1\operatorname{tg}\delta_2 - \omega_1^2\operatorname{tg}\delta_1\operatorname{tg}\delta_2}{2(\omega_1\omega_2^2\operatorname{tg}\delta_2 - \omega_1^2\omega_2\operatorname{tg}\delta_1)} \pm$$

$$\pm \frac{\sqrt{(\omega_2^2\operatorname{tg}\delta_1\operatorname{tg}\delta_2 - \omega_1^2\operatorname{tg}\delta_1\operatorname{tg}\delta_2)^2 - 4(\omega_1\omega_2^2\operatorname{tg}\delta_2 - \omega_1^2\omega_2\operatorname{tg}\delta_1)(\omega_1\operatorname{tg}\delta_2 - \omega_2\operatorname{tg}\delta_1)}}{2(\omega_1\omega_2^2\operatorname{tg}\delta_2 - \omega_1^2\omega_2\operatorname{tg}\delta_1)} \tag{24}$$

et

$$y = \frac{\omega_1^2\tau^2\operatorname{tg}\delta_1 + \operatorname{tg}\delta_1}{\omega_1\tau - \operatorname{tg}\delta_1}. \tag{25}$$

Évidemment, les relations obtenues par cette voie sont valables seulement pour une certaine valeur de la température.

4. Conclusions

1. Le comportement de la bobine à noyau de ferrite Ni—Zn à la variation de la fréquence suggère une analogie avec le comportement des diélectriques polaires liquides fonction du même paramètre.

2. On présente un schéma équivalent qui soit capable à permettre l'étude ultérieure de la dépendance des propriétés de la bobine considérée fonction de la température où bien en régime périodique nonsinusoïdal.

3. On préconise nombre de méthodes de calcul pour les paramètres du schéma équivalent, dont les résultats sont confirmés par les essais expérimentaux.

Reçue le 14 novembre 1988

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique,
Mesures et Machines électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Ifrim A., Noţingher P. *Materiale electrotehnice*, EDP, Bucureşti, 1979.
2. Waldron R. A., *Ferrites*, (traduit de l'anglais). Dunod, Paris, 1964.
3. Balan D., Balan T., Ciobanu R., *Some Contributions concerning the Behaviour of Polar Liquid Dielectrics in Periodic Non-sinusoïdal Electric Fields*. Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXII (XXXVI)**, *1 – 4*, s. III, 65 – 69 (1986).
4. Balan D., Balan T., Ciobanu R., *L'influence de la température sur les paramètres du schéma électrique équivalent des diélectriques polaires liquides. Caractéristiques isotangentes*, Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXIV (XXXVIII)**, *1 – 4*, s. III, 33 – 38 (1988).
5. Cătuneanu V. M., Iancu O., Drăgulinescu M., *Materiale şi componente electronice*. EDP, Bucureşti, 1972.

CARACTERISTICI DE FRECVENŢĂ PENTRU BOBINE REALIZATE CU MIEZURI DE FERITE DE TIP Ni–Zn

(Rezumat)

Se stabilesc relaţii cantitative, de proiectare, utile în caracterizarea comportării bobinelor cu miez de ferită, la variaţia frecvenţei semnalului în regim permanent armonic.

Se admite dependenţa de frecvenţă a permeabilităţii complexe după o lege asemănătoare celei care stabileşte dependenţa de frecvenţă a permitivităţii complexe a dielectricilor polari lichizi, pentru care se dispune de o confirmare experimentală a rezultatelor teoretice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI
Secţia III

D.C. 621—501.1(021)

PERFORMANCES INPROVEMENT USING *I*-INTELLIGENT CONTROLLER IN CASE OF STATE FEEDBACK STABILIZED SYSTEMS WITH NON ZERO INITIAL CONDITIONS

BY

CORNELIU LAZĂR and M. VOICU

1. Introduction

The state feedback control achieved with proportional elements does not solve the control problem due to some identification errors or parameter perturbations that act upon the plant. On this account, it is preferred the error determination between output and input reference and an integrator introduction on its channel. Closed-loop system resulted will have zero steady state error for step input function.

Considering non zero initial conditions and a p perturbation on system, the plant will be described by state equations :

$$\dot{x}=Ax+bu+b_1p, \quad y=c^Tx, \quad x(0)=[x_{10}\ 0...0]^T, \tag{1}$$

where $x\in R^n$, $u\in R$, $y\in R$, $p\in R$ and A, b, c, b_1 have corresponding dimensions, at which the integral state q is added :

$$\dot{q}=k_I\varepsilon, \quad q(0)=0, \tag{2}$$

where $\varepsilon=r-y$, with $r\in R$.

Control feedback law will be in this case :

$$u=-k^Tx+q. \tag{3}$$

The block scheme of the closed-loop system, given by relations (1)...(3), is shown in Fig. 1.

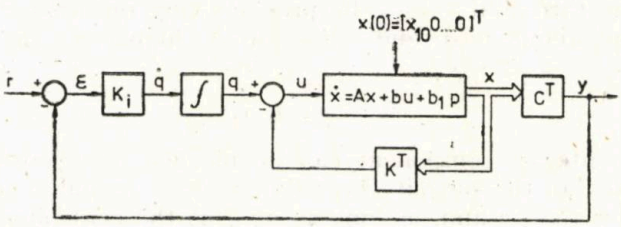


Fig. 1. — Block scheme of closed-loop system.

The proportional feedback state assures the stability degree and thus, the imposed transient response. Introducing the integrator on the error channel, the steady state performances are assured, namely : zero steady state error at step input function and a finite one at ramp input function.

For the case of non zero initial conditions, the integral component determines the deterioration of transient response thus, appearing important overshoots, saturation, due to the exciting I-effect [1]...[3]. The effect is explained considering the system of Fig. 1 on high initial conditions $x(0)>0$ to which a step input function is applied. Through the control feedbak law

$$u=-k^T x+k_I\int_0^t (r-y)\,dt, \tag{4}$$

the controlled output is brought from the high initial state $y(0)=c^T x(0)$ at the reference input r. The proportional part of u will decrease up to the reduction of y, but the integral part will increase at the first moment determining an important negative overshoot. In order to eliminate this effect, a new control method is presented, using the I-intelligent controller, which blocks its integration action when I component succeeds a certain limit.

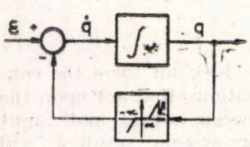


Fig. 2. — I-intelligent controller.

Such an I-intelligent controller [1], [3], that can block the integration action, is presented in Fig. 2, being made up of an integrator with a non linear feedback of dead zone type.

The command achieved by this controller with the notations of Fig. 2 is given by the relations :

$$\dot q=\varepsilon,\ \text{for}\ |q|\leqslant\alpha, \tag{5}$$

$$\dot q=\varepsilon-\beta(q-\alpha),\ \text{for}\ |q|>\alpha, \tag{6}$$

where α and β characterise the nonlinearity of dead zone type. From relation (6) it results :

$$q=\frac{\varepsilon}{\beta}-\frac{\dot q}{\beta}+\alpha. \tag{7}$$

For $|q|\leqslant\alpha$ the controller is a pure integrator. Supposing $\varepsilon>0$, in the moment when the output q exceeds the threshold value α, by the choice of β as high as possible, $\dot q$ becomes negative and the value of q decreases to α ; reaching the value α, $\dot q$ becomes positive again and q will grow exceeding again the threshold value, the process being repeated. It results that q varies round about zero and choosing a higher β, the relation (7) becomes :

$$q\cong\alpha. \tag{8}$$

So, the integral component can be blocked by choosing β and the controller gives at the output the value α. If ε becomes negative q will become smaller than α and, as long as $|q|\leqslant\alpha$, the controller is again pure integrator.

Using such an I-intelligent controller for closed-loop system of Fig. 1, by choosing parameters α and β of the controller, the transient response is improved and the zero steady state error is preserved at step input function.

2. Adjustment of α and β Parameters of the I-intelligent Controller

For this purpo e we consider closed-loop system from Fig. 1 with the plant having the transfer function :

$$G_f(s) = \frac{k_f}{s^n + a_n s^{n-1} + \ldots + a_2 s + a_1}. \tag{9}$$

With this form of transfer function, the state equation (1) can have the controllable companion form and A, b, b_1, c^T become :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ldots & \vdots \\ 0 & 0 & \ldots & 1 \\ -a_1 & -a_2 & \ldots & -a_n \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ k_f \end{bmatrix}, \quad b_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad c^T = [1\,0 \ldots 0]. \tag{10}$$

Considering control feedback law given by relations (3) and (2) and combining with the controllable companion form of the plant, it results :

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}x + \tilde{b}u + \tilde{b}_1 p + wr, \quad y = \tilde{c}^T \tilde{x}, \quad u = -\tilde{k}^T \tilde{x}, \tag{11}$$

where the following notations have been introduced :

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} & & 0 \\ & A & \vdots \\ -k_I & 0 \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{x} = [x^T \; q]^T \in R^{n+1}, \quad \tilde{b} = [b^T \; 0]^T, \tag{12}$$

$$\tilde{b}_1 = [b_1^T \; 0]^T, \quad w = [0 \ldots 0 \; 1]^T, \quad \tilde{k}^T = [k^T \; -1], \quad \tilde{c}^T = [c^T \; 0].$$

Thus, the closed-loop system model has the form :

$$\dot{\tilde{x}} = (\tilde{A} - \tilde{b}\tilde{k}^T)\tilde{x} + \tilde{b}_1 p + wr, \quad y = \tilde{c}^T \tilde{x}. \tag{13}$$

For the assurance of closed-loop system performances, the pole assignment method is used for the determination of line matrix k^T and the integral constant k_I. Stressing upon the closed-loop system poles λ_i, $(i = \overline{1,\ n+1})$, assigned by design in relation to the imposed performances, the characteristic polynomial is obtained :

$$P_0(s) = \prod_{i=1}^{n+1} (s + \lambda_i) = s^{n+1} + d_{n+1} s^n + \ldots + d_1. \tag{14}$$

On the other hand, the characteristic polynomial of system, with model given by relations (13), is :

$$P_c(s) = \det\ [sI - (\tilde{A} - \tilde{b}\tilde{k}^T] = \tag{15}$$
$$= s^{n+1} + (a_n + k_f k_n)\, s_n + \ldots + (a_1 + k_f k_1)\, s + k_I k_f .$$

From the equality of these two polynomials, it results :

$$k_n=\frac{d_{n+1}-a_n}{k_f},\ \ldots,\ k_1=\frac{d_2-a_1}{k_f},\ k_i=\frac{d_1}{k_f}. \tag{16}$$

The relations (16) permit to obtain the parameters k_1, k_2..., k_n, k_I of the controller, necessary for poles assignment of closed-loop system in corresponding positions for the imposed performances assurance in zero initial conditions. For non zero initial conditions, by the appearance of I-exciting phenomenon, transient response gets worse. To avoid this, the I-controller from Fig. 1 is replaced with an I-intelligent controller, resulting, for closed-loop system, the block scheme of Fig. 3.

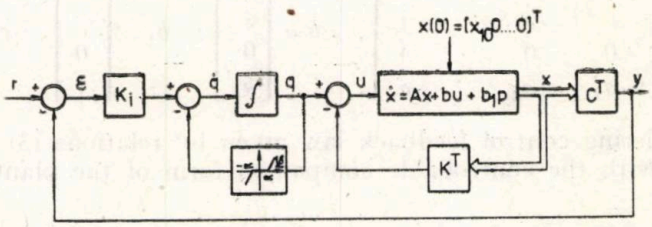


Fig. 3. — Block scheme of closed-loop system with I-intelligent controller.

For this system, the parameters k_1, k_2,...,k_n, k_I are considered being determined by relations (16) which assure a good transient response in zero initial conditions and there will be determined α and β parameters of I-intelligent controller to obtain a good transient response also in non zero initial conditions.

Closed-loop system is described by the state equations :

$$\begin{cases} \dot{x}=Ax+bu+b_1p, \quad x(0)=[x_{10}\ 0\ldots0]^T, \\ \dot{q}=\begin{cases} k_I\varepsilon & \text{for } |q|\leqslant\alpha \\ k_I\varepsilon-\beta(q-\alpha) & \text{for } |q|>\alpha \end{cases}, \quad q(0)=0, \\ y=c^Tx, \quad u=-k^Tx+q. \end{cases} \tag{17}$$

At the application of step function input as long as $|q|\leqslant\alpha$, Eqs. (17) become :

$$\begin{cases} \dot{x}=(A-bk^T)x+bq+b_1p\,, \ x(0)=[x_{10}\ 0\ldots0]^T, \\ \dot{q}=k_I(r-c^Tx), \quad q(0)=0. \end{cases} \tag{18}$$

The integral action ends at the moment $t=t_1$, when $q(t_1)=\alpha$. For $t>t_1$, the system is described by the state equations :

$$\begin{cases} \dot{x}=(A-bk^T)\,x+bq+b_1p, \quad x(t_1)=x', \\ \dot{q}=k_I\varepsilon-\beta(q-\alpha), \quad q(t_1)=\alpha. \end{cases} \tag{19}$$

The relations (19) can also be written in accordance to the conclusions of the I-intelligent controller functioning (relations (6) and (8)) under the form :

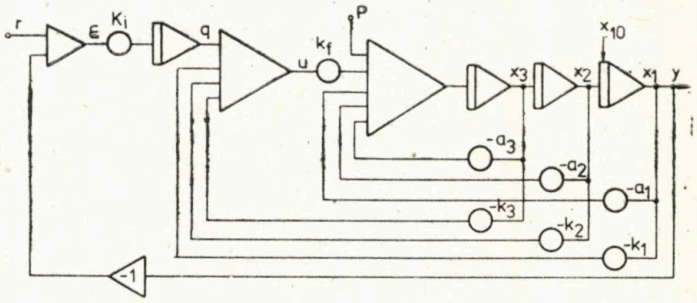


Fig. 4. — Analogic model of system from Fig. 1.

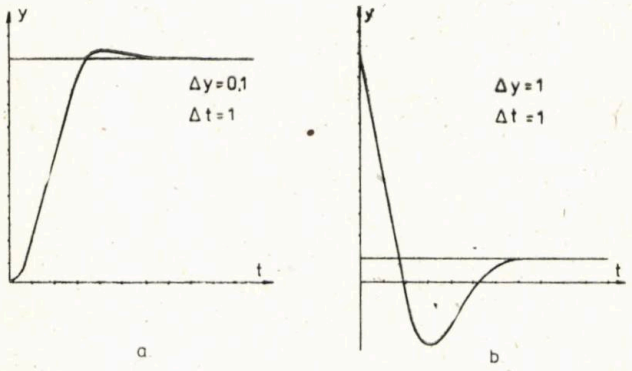


Fig. 5. — Step function response.

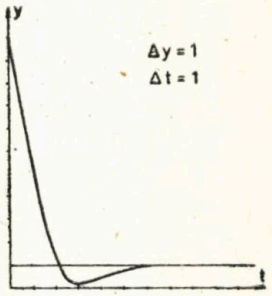
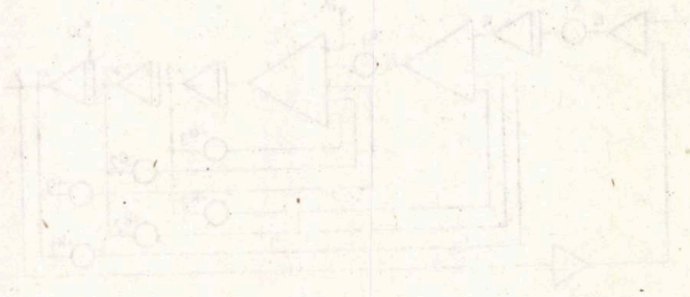


Fig. 6. — Step function response of system with *I*-intelligent



(20) $$\dot{x}=(A-bk^T)x+bq+b_1p,\ q\cong\alpha$$

or

(21) $$\dot{x}=(A-bk^T)x+b\alpha+b_1p.$$

By blocking I-component, a poor transient response is avoided. In exchange, the steady states of x from (21) have the form :

(22) $$x_{2s}=0,\ \ldots,\ x_{ns}=0,\quad (-a_1-k_fk_1)\,x_{1s}+k_f\alpha+p=0,$$

resulting

(23) $$x_{1s}=\frac{k_f\alpha+p}{a_1+k_fk_1},\quad x_{2s}=0,\ \ldots,\ x_{ns}=0.$$

This will lead to a non zero steady state error in closed-loop system :

(24) $$\varepsilon_s=r-y=1-c^Tx_s=\frac{a_1+k_fk_1-k_f\alpha-p}{a_1+k_fk_1}.$$

In order to obtain zero steady state error, the I-intelligent controller must become a pure integrator and this happens if $\varepsilon<0$, as it has already been shown. Imposing the condition $\varepsilon<0$ to the relation (24), we obtain :

(25) $$\alpha>\frac{a_1+k_fk_1-p}{k_f}$$

and thus the determination of α.

The parameter β is chosen in order to assure the efficient blocking of the integral action depending on system time constant. From relations (19), comparing the coefficients of x_i, $(i=\overline{1,\ n})$, it results :

(26) $$\beta>\max_i\,(a_i+k_fk_i),\quad (i=\overline{1,\ n}).$$

Considering $p>0$, a supporting relation for α is obtained by neglecting the perturbation and relation (25) becomes :

(27) $$\alpha>\frac{a_1+k_fk_1}{k_f}.$$

3. Numerical Example

The method is illustrated by a simple example in which the plant is described by transfer function :

$$G_f(s)=\frac{5}{s^3+6s^2+11s+6}\ \text{,with}\ p=5.$$

For a good transient response, the following poles for closed-loop system are assigned :

$$-\lambda_1=-1+j,\ -\lambda_2=-1-j,\ -\lambda_3=-5,\ -\lambda_4=-6,$$

resulting characteristic polynomial

$$P_0(s)=s^4+13\,s^3+54\,s^2+82\,s+60.$$

In accordance to relation (17), it results the following controller parameters: $k_3=1.4$, $k_2=8.6$, $k_1=15.2$ and $k_I=12$. Analogical model of the resulted closed-loop system is given in Fig. 4. By simulation, the step function response is obtained and represented in Fig. 5 *a* for zero initial conditions and in Fig. 5 *b* for non zero initial conditions ($x_{10}=10$). It is observed a poor transient response (a very high overshoot) in the case of non zero initial conditions. By using an *I*-intelligent controller the performances are improved. The controller parameters are obtained on the basis of relations (26) and (27) namelly $\alpha=16.3$, $\beta=81$. The analogical model of the new system is obtained by replacing the *I*-component from Fig. 4 with an *I*-intelligent component having the scheme from Fig. 2. By simulation the step function response was obtained and represented in Fig. 6 which demonstrates the improvement of transient response due to the use of *I*-intelligent controller.

4. Conclusions

The proposed method permits the determination of control feedback law parameters for monovariable closed-loop systems, with non zero initial conditions and the improvement of transient response by using, on the error channel, an *I*-intelligent controller. By the way of choosing the *I*-intelligent controller parameter it is possible to block the integrator at the beginning of transient response, avoiding thus the appearance of important overshoots and its unlocking at the end of transient response in order to assure the zero steady state error at step input function.

Received, December 10, 1987

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Automatisation
and Electrical Energy Utilisations

REFERENCES

1. Krikelis N. I., *State Feedback Integral Control with Intelligent Integrator.* Int. J. Control, **33**(1980).
2. Lazăr C., Voicu M., Pal C., *On an I-intelligent State Controller.* 3th National Conference on Electronics, Communications, Control Systems and Computer Science, Preprints, Bucharest, 1984.
3. Lazăr C., Voicu M., Păstrăvanu O., *Performances Improvement using I-intelligent Controller in Case of Kessler's Optimization Criteria.* Bul. Inst. polit., Iași, **33** (**37**), *1—4*, s. III(1987).

ÎMBUNĂTĂȚIREA PERFORMANȚELOR SISTEMELOR DE STABILIZARE CU REACȚIE DUPĂ STARE, ÎN CONDIȚII INIȚIALE NENULE, PRIN UTILIZAREA REGULATORULUI *I*-INTELIGENT

(Rezumat)

Se prezintă o nouă metodă de proiectare a sistemelor de stabilizare cu reacție după stare, cu condiții inițiale nenule, prin introducerea unui regulator *I*-inteligent pe canalul erorii, ce îmbunătățește performanțele de regim tranzitoriu și rezolvă problema reglării.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.317.335 ; 621.317.334

ABOUT THE COILS AND CONDENSERS PARAMETERS MEASUREMENT FOR THE CURRENTS 90° PHASE ANGLE

BY

ADRIAN CREȚU

1. Introduction

The priority of the utilization of the 90° currents phase angle principle for measuring the inductances and the capacities belongs to the late professor Gh. S a v i n [1]. As a modest homage to professor S a v i n, the present paper studies a device meant to measure the linear condensers and coils parameters (patented in [2], S.R.R.) based on the above mentioned principle.

2. The Structural Diagram and the Apparatus Functioning

The apparatus measuring structural scheme we have proposed is presented in Fig. 1. The diagram main circuit is constituted by the measuring coil of L_x inductance and R_x resistance (the series equivalent circuit), series

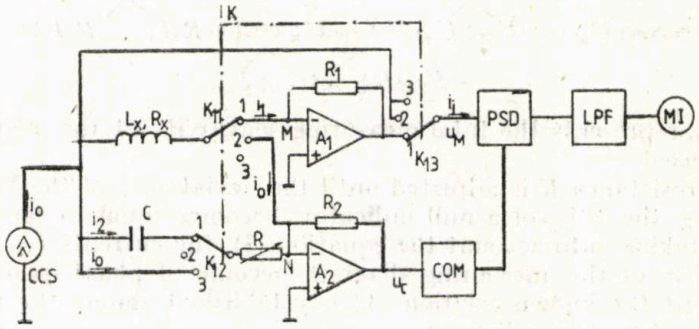


Fig. 1

connected by the help of K_{11} section of the K switch, with the input circuit of the A_1 current—voltage converter and the active-capacity branch, made of a condenser supposed to be without losses, having the capacity C, series connected by the help of section K_{12} of the switch K, with known

adjustable resistance R and with the input circuit of the A_2 current — voltage converter. The two branches of the circuit connected together in derivation (the dots M and N constitute virtual ground points) are fed from the constant current source CCS which provides a sinusoidal current i_0 having the real value I_0 rigorously constant and the ω pulsation adjustable in the audiofrequency range.

The precise establishing of the quadrature achievment moment between the currents which pass through the two branches is fulfilled by means of a phase sensitive detector PSD, with common switch between its measuring and control circuits [3].

The diagram from Fig. 1 also comprises the magnetoelectric instrument MI, the low pass filter LPF and the forming circuit of the rectangular impulses (the comparator) COM.

The measuring of the parameters L_x, R_x of any linear coil is accomplished as it follows :

a) The switch K (with the sections K_{11}, K_{12} and K_{13}) is connected on the position *1*, so that at the detector PSD measurement input the signal

$$\underline{U}_M = -R_1 \underline{I}_1 \tag{1}$$

is applied which is in phase opposition with the current $\underline{I}_1$ from the inductive branch, R_1 being the resistance from the reaction circuit of the convertor A_1 and at its control input — a rectangular signal bearing phase coincidence with the sinusoidal signal $\underline{U}_c$, which is in phase opposition with $\underline{I}_2$ current from the resistive — capacitive branch, respectively :

$$\underline{U}_c = -R_2 \underline{I}_2, \tag{2}$$

where R_2 is the resistance from the reaction circuit of A_2 convertor.

The deviation α of the magnetoelectric instrument MI connected, together with the low passing filter LPF, in the outpout circuit of the PSD detector, has the expression [3] :

$$\alpha = S_{PSD} U_M \cos(\underline{U}_M \widehat{;} \underline{U}_c) = S_{PSD} U_M \cos(-R_1 \underline{I}_1 \widehat{;} -R_2 \underline{I}_2) = \tag{3}$$

$$= S_{PSD} U_M \cos(\underline{I}_1 \widehat{;} \underline{I}_2),$$

where S_{PSD} represents the total measuring sensitivity of the PSD detector we have used.

The resistance R is adjusted until the deviation α of the MI instrument, having the role of a null indicator, becomes equal to zero, situation in which, taking into account the equation (3), the currents $\underline{I}_1$ and $\underline{I}_2$ from the branches of the measuring diagram become of phase quadrature. At this moment the known relation [1] is established among the parameters L_x, R_x, R and C of this diagram :

$$L_x = R_x R' C, \tag{4}$$

where R' is the value of the resistance R for which $\alpha = 0$.

b) The determination of the loss resistance R_x can be achieved, in accordance with the measuring accuracy to be carried out in two ways as it follows :

b_1) By a substitution method, which supposes the following two stages:

The swich K is turned on the position *2*, situation in which supposing that the input impedance of the PSD detector is practically infinite (the current $i_i \cong 0$), at the measuring input of the latter the following signal

$$\underline{U}'_M = \underline{Z}_x \underline{I}_0 = (R_x + j\omega L_x)\underline{I}_0 \tag{5}$$

is applied, where $\underline{Z}_x = R_x + j\omega L_x$ is the measuring coil impedance and $\underline{I}_0$ — the phasor of the current supplied by the CCS source, having the modulus I_0 rigorously constant, for any position of the switch K. At the control input of the PSD detector a rectangular signal is applied, which is in phase with the sinusoidal signal:

$$\underline{U}'_c = -R_2 \underline{I}_0, \tag{6}$$

obtained at the outpout of the A_2 convertor.

The equation (3), taking into account (5) and (6), enables the determination of the α_1 value of the α deviation of the MI instrument in this case, respectively:

$$\alpha_1 = S_{PSD} U'_M \cos(\widehat{\underline{U}'_M ; \underline{U}'_c}) = S_{PSD} Z_x I_0 \cos(\widehat{\underline{Z}_x \underline{I}_0 ; -R_2 \underline{I}_0}) = -S_{PSD} I_0 R_x. \tag{7}$$

2° The switch K is turned on the position *3*, situation when the control signal of the PSD detector remains unchanged (given by rel. (6)), and the signal applied at its measuring input becomes:

$$\underline{U}''_M = R\underline{I}_0. \tag{8}$$

From (3), taking into account (6) and (8), we get:

$$\alpha_2 = S_{PSD} U''_M \cos(\widehat{\underline{U}''_M ; \underline{U}'_c}) = S_{PSD} R I_0 \cos(\widehat{R\underline{I} ; -R_2 \underline{I}_0}) = -S_{PSD} I_0 R. \tag{9}$$

Evidently, if one adjusts the resistance R until the value α_2 of the deviation α becomes equal to α_1, because $I_0 = \text{const.}$, from the comparison of the relations (7) and (9) it results immediately:

$$R_x = R', \tag{10}$$

where with R' we have noted the value of the resistance R for which $\alpha_1 = \alpha_2$.

b_2) By a direct method, which supposes the standardization of the instrument MI scale with the resistance R_x values, based on the equation:

$$R_x = -\frac{1}{S_{PSD} I_0} \alpha_1 = K_R \alpha_1, \tag{11}$$

obtained from (7), where $K_R = -1/S_{PSD} I_0$ is a constant value.

We can have any order in which one effects the measuring of the parameters L_x, R_x.

The apparatus we have proposed also allows the measuring of the linear condensers parameters with losses (the series equivalent diagram). For this purpose, in Fig. 1, in the place of the coil L_x, R_x we connect the measuring condenser and in the place of the condenser C, we introduce a known inductance (a coil with known parameters).

3. The Calculation of the Measuring Sensitivity. Measuring Errors

The measuring sensitivity of the analysed device, defined by the ratio between the variation of the deviation α of the MI and the variation of the resistance R, it results from the functioning equation (3) which can also be written as :

$$\alpha = S_{PSD} U_M \cos(\widehat{\underline{I}_1 ; \underline{I}_2}) = S_{PSD} U_M \cos(\varphi_1 + |\varphi_2|), \tag{12}$$

where :

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{\omega L_x}{R_x}, \tag{13}$$

$$\varphi_2 = -\operatorname{arctg} \frac{1}{\omega C R}, \tag{14}$$

represents the initial phases of the currents $\underline{I}_1$ and $\underline{I}_2$ which circulate through the measuring circuit branches.

From (12), taking into account (13) and (14), it finally results :

$$\alpha = S_{PSD} U_M \omega \frac{R_x RC - L_x}{\sqrt{(R_x^2 + \omega^2 L_x^2)(R^2 \omega^2 C^2 + 1)}}. \tag{15}$$

The apparatus measuring sensitivity, calculated when one supposes that the signal U_M is maintained constant, becomes :

$$S_\alpha = \left. \frac{d\alpha}{dR} \right|_{U_M = \text{const.}} = S_{PSD} U_M \frac{\omega C (R_x + L_x RC\omega^2)}{(R^2 \omega^2 C^2 + 1)^{3/2} \sqrt{R_x^2 + \omega^2 L_x^2}}, \tag{16}$$

from which, with the condition (4) for getting the currents $\underline{I}_1$ and $\underline{I}_2$ quadrature, we obtain the value of practical interest :

$$S_{\alpha 0} = S_{PSD} U_M \frac{\omega C}{R'^2 \omega^2 C^2 + 1}. \tag{17}$$

Because the total sensitivity S_{PSD} of the PSD detector includes, mainly, the measuring sensitivity of the used magnetoelectric instrument (microampermeter or galvanometer), from (17) it results that the determination errors of the currents quadrature in the case of the apparatus we have suggested are practically negligible for a wide interval of values of the measured parameter. The expression (17) allows the establishing, with the help of relatively simple calculations for each measuring scale, of the inductance L_x, of some optimum working values of the frequency and of the capacity C, which has to ensure the highest measuring sensitivity, practically constant, on the whole measuring interval of the apparatus.

The analysis of the calculation expressions (4) and (10) show that the measuring errors of the studied apparatus are determined, mainly, by the construction errors of the adjustable resistor R and of the fixed condenser C and of the performance (the accuracy) of the constant current source CCS which provide the current $I_0 = \text{const.}$

4. Conclusions

We propose and study an apparatus meant to the measuring of the parameters of the coils and linear condensers (with series equivalent diag-

ram) based on the 90° phase angle principle of the currents from two branches of the circuit — an inductive one and a capacitive one — connected in derivation. This apparatus permits the measuring of the parameters of the circuit elements characterized by quality factors of small values ($Q<10$), the currents quadrature defecting being achieved by a zero procedure of increased sensitivity.

The calculation expressions (4) and (10) of the measuring parameters are independent of the supply signal frequency.

The apparatus we have suggested is characterized by a great constructive sensitivity demanding a single adjustable circuit element of accuracy (a resistor). The present electronic stage of development enables us the building up of some multiple constructive variants of the diagram we have proposed, their price and complexity depending on the metrologic performances (measuring interval, accuracy, measuring sensitivity) we wish to obtain.

Received, November 12, 1988

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics and
Electrical Measures and Machines

REFERENCES

1. Savin Gh., *Metodă pentru măsurarea inductanțelor și capacităților în regim permanent armonic și nearmonic, prin defazarea curenților la 90°*. Ph. D. Diss., Polyt. Inst., Jassy, 1961.
2. Crețu Adr., *Aparat pentru măsurarea parametrilor RLC ai circuitelor liniare de curent alternativ*. Patent S.R.R., *95 287* (1988).
3. Crețu Adr., *Detector—amplificator sensibil la fază*. Patent S.R.R., *83 632* (1983).
4. Crețu Adr., Crețu E., Cociu R., *The Aperiodic Q-meter*. Bul. Inst. polit., Iași, **XXXIV (XXXVIII)**, *1 — 4*, s. III, 27 — 32 (1988).
5. Crețu Adr., *Metodă de zero și aparat pentru indicarea rezonanței în circuitele derivație complet aperiodice*. Patent S.R.R., *94 116* (1987).

ASUPRA MĂSURĂRII PARAMETRILOR BOBINELOR ȘI CONDENSATOARELOR LINIARE PRIN DEFAZAREA CURENȚILOR LA 90°

(Rezumat)

Se propune și se studiază un aparat destinat măsurării parametrilor bobinelor și condensatoarelor liniare, bazat pe principiul defazării la 90° a curenților care parcurg două ramuri de circuit — una inductivă și alta capacitivă — conectate în derivație. În afara celor două ramuri de circuit aparatul mai cuprinde, în esență, două convertoare curent—tensiune, un detector sensibil la fază, un filtru trece-jos și un instrument magnetoelectric care servesc, în principal, la detectarea cuadraturii curenților menționați printr-un procedeu de zero, de mare sensibilitate. Aparatul permite măsurarea parametrilor unor elemente de circuit cu factori de calitate avînd valori mici (în jurul valorii 1). Relațiile de calcul ale parametrilor de măsurat sînt independente de frecvența semnalului de alimentare, valoarea acesteia afectînd numai sensibilitatea de măsurare a aparatului (rel. (17)).

Aparatul propus se caracterizează printr-o deosebită simplitate constructivă, necesitînd un singur element de circuit reglabil, de precizie (un rezistor).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.318.3

SUR LE FONCTIONNEMENT OPTIMUM DES BAGUES DE DÉPHASAGE DES ÉLECTRO-AIMANTS MONOPHASÉS À COURANT ALTERNATIF DE TYPE U—I

PAR

EUGEN HNATIUC

1. Introduction

Dans la littérature de spécialité on rencontre un grand nombre de travaux concernant le fonctionnement des électro-aimants monophasés à courant alternatif munis avec des spires en court-circuit (par ex. [1], [2], [6], [7]), ce qui confirme qu'il s'agit d'un problème toujours actuel.

Dans ce qui suit on met en évidence, d'un façon plus rigoureuse, l'influence exercée par les paramètres de la bague en court-circuit et le rapport des aires du noyau magnétique embrassée et pas embrassée par la spire de déphasage sur les performances de ces électro-aimants. On propose finalement des conditions d'optimum pour le fonctionnement de la bague en court-circuit par la corrélation de ces facteurs d'influence.

2. Critères pour le fonctionnement optimum des bagues de déphasage des électro-aimants monophasés à courant alternatif

L'expression de la dépendance en fonction du temps de la force active résultante d'un tel électro-aimant (Fig. 1) peut être écrite sous la forme [7] :

$$F_r(t) = F_m + F_\sim \cos(2\omega t + \alpha), \tag{1}$$

où F_m est le composant moyen de la force, $F_\sim$—le composant oscillant de la force, ω — la pulsation de la source d'alimentation et α— la phase initiale du composant oscillant.

On peut évaluer les composants F_m et $F_\sim$ de la force active résultante à l'aide des relations [8] :

$$F_m = \frac{\Phi^2}{4\mu_0 S} \cdot \frac{1 + (m+3)\sin^2 \varphi_{sc}}{1 + 3\sin^2 \varphi_{sc}}, \tag{2}$$

et respectivement :

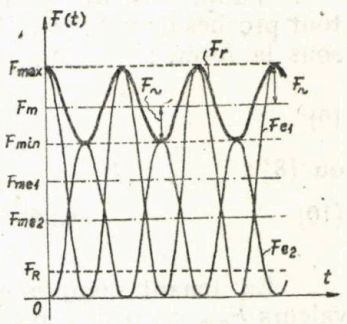


Fig. 1

$$(3) \qquad F_{\sim} = \frac{\Phi^2}{4\mu_0 S} \cdot \frac{\sqrt{1-2(m-3)\sin^2\varphi_{sc}+(m+1)(m+9)\sin^4\varphi_{sc}}}{1+3\sin^2\varphi_{sc}},$$

où Φ représente le flux magnétique produit par la bobine de l'électro-aimant, S—la section transversale du noyau, m — le rapport entre l'aire embrassée par la bague en court-circuit et l'aire qui n'est pas embrassée par cette bague et finalement :

$$(4) \qquad \varphi_{sc} = \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega L_{sc}}{R_{sc}}$$

est l'angle de déphasage de la spire ayant la résistance électrique R_{sc} et l'inductance L_{sc}.

Si l'on note avec p la pulsation de la force active résultante:

$$(5) \qquad p = \frac{F_{\sim}}{F_m},$$

on obtient (Fig. 1) :

$$(6) \qquad F_{min} = F_m - F_{\sim} = F_m(1-p),$$

de sorte qu'on peut écrire la condition d'élimination des vibrations de l'armature mobile d'un tel électro-aimant sous la forme :

$$(7) \qquad F_{min} \geqslant F_R,$$

où l'on a désigné la force antagoniste par F_R.

L'analyse des relations (5) et (6) conduit à la conclusion que pour satisfaire la condition (7) il est nécessaire de diminuer les valeurs de la pulsation p. Si l'on considère que m et $\sin^2\varphi_{sc}$ représentent les variables indépendantes, les valeurs minima de la pulsation résultent en solutionnant le système d'équations :

$$(8) \qquad \frac{\partial p}{\partial \sin^2\varphi_{sc}} = 0, \qquad \frac{\partial p}{\partial m} = 0.$$

On peut concevoir ces solutions en tant que critère d'optimum pour le fonctionnement de la bague en court-circuit.

Vu qu'il est nécessaire à réaliser des valeurs de l'angle de déphasage θ tout proches de $\pi/2$, [2], [3], on peut établir un nouveau critère d'optimum sous la forme :

$$(9) \qquad \frac{\partial \cos\theta}{\partial \sin^2\varphi_{sc}} = 0, \qquad \frac{\partial \cos\theta}{\partial m} = 0,$$

où [8] :

$$(10) \qquad \cos\theta = \frac{1+(m+1)\sin^2\varphi_{sc}}{\sqrt{1+(m+1)(m+3)\sin^2\varphi_{sc}}}.$$

En tenant compte que la relation (7) impose l'augmentation des valeurs F_{min} on peut accepter comme un autre critère d'optimum les solutions du système d'équations :

$$\frac{\partial F_{min}}{\partial \sin^2 \varphi_{sc}} = 0, \quad \frac{\partial F_{min}}{\partial m} = 0, \tag{11}$$

qui correspondent à des valeurs maxima du composant F_{min} de la force active.

3. L'analyse des critères d'optimum pour le fonctionnement de la bague de déphasage des électro-aimants monophasés de type U—I

À l'aide de l'expression (5) de la pulsation de la force active le système d'équations (8) conduit aux solutions :

$$m = 0, \qquad \sin^2 \varphi_{sc} = \frac{1}{m+5}, \tag{12}$$

pour l'équation (8_1) et respectivement :

$$\sin^2 \varphi_{sc} = 0, \ \sin^2 \varphi_{sc} = 1, \ \sin^2 \varphi_{sc} = \frac{1}{m-3}, \ m \geqslant 4, \tag{13}$$

pour l'équation (8_2).

On constate qu'il n'existe pas une solution unique du système d'équations (8) capable à désigner un minimum absolu de la fonction $p(\sin^2 \varphi_{sc}, m)$. Il est à relever aussi que seulement les solutions (12_2) et (13_3) ont une signification pratique réelle. On propose justement ces solutions, qui désignent seulement un minimum local de la fonction $p(\sin^2 \varphi_{sc}, m)$ comme des conditions d'optimum pour le fonctionnement de la bague de déphasage des électro-aimants à courant alternatif.

À partir de la solution (12_2) et en tenant compte des expressions (2), (5) et (6), on obtient :

$$p_1 = \frac{2}{\sqrt{m+4}}, \ F^*_{1min} = \frac{2\sqrt{m+4}\,(\sqrt{m+4}-2)}{m+8}, \ F^*_{m1} = \frac{2(m+4)}{m+8}, \tag{14}$$

où l'astérisque indique la valeur rapportée de la force active :

$$F^* = \frac{F}{\Phi^2/4\mu_0 S}. \tag{15}$$

Par la même voie, pour la solution (13_3) de l'équation (8_2) il résulte :

$$p_2 = \frac{2}{\sqrt{m}}, \quad F^*_{2min} = \frac{2(\sqrt{m}-2)}{\sqrt{m}}, \quad F^*_{m2} = 2, \text{ pour } m \geqslant 4. \tag{16}$$

Le système d'équations (9) (v. rel. (10)), conduit aux solutions :

$$\sin^2 \varphi_{sc} = \frac{1}{m+3}, \tag{17}$$

pour l'équation (9_1) et respectivement :

(18) $$\sin^2\varphi_{sc}=0, \qquad \sin^2\varphi_{sc}=1,$$

pour l'équation (9_2).

Seulement la solution (17) a une signification pratique réelle qui peut être considérée comme une condition d'optimum pour le fonctionnement des électro-aimants à courant alternatif de type U—I ; en utilisant les relations (2), (5) et (6) on obtient :

(19) $$p_3=\frac{\sqrt{16m+27}}{2(m+3)}, \quad F^*_{3\min}=\frac{2(m+3-\sqrt{4m+9})}{m+6}, \quad F^*_{m3}=\frac{2(m+3)}{m+6}.$$

Le système d'équations (11) a les solutions :

(20) $$m=0, \qquad \sin^2\varphi_{sc}=\frac{2}{m+10},$$

pour l'équation (11_1) et respectivement :

(21) $$\sin^2\varphi_{sc}=0, \qquad \sin^2\varphi_{sc}=1,$$

pour l'équation (11_2).

La seule solution qui a une signification pratique réelle est évidemment donnée par la relation (20_2) et conduit finalement aux expressions :

(22) $$p_4=\frac{m+16}{3m+16}, \quad F^*_{4\min}=\frac{2m}{m+16}, \quad F^*_{m4}=\frac{3m+16}{m+16},$$

qui résultent du critère d'optimum (11).

L'analyse comparative des courbes $p(m)$, $F^*_{\min}(m)$ et $F^*_m(m)$, représentées dans les Fig. 2...4, qui correspondent aux relations (14), (16), (19) et (22), permet à souligner les observations suivantes :

a) Pour des valeurs petites du rapport m, $(m\leqslant 4)$, les résultats de ces critères d'optimum sont presque identiques ; il s'avère préférable pourtant le critère (9) avec la condition (17).

b) Pour des valeurs plus grandes du rapport m, $(4\leqslant m\leqslant 10)$, c'est mieux d'accepter le critère (11) avec la condition (20_2).

Il faut mentionner l'importance de ces résultats pour le calcul et la construction des électro-aimants à courant alternatif de type U—I, qu'on peut adapter aussi pour le calcul des électro-aimants de type E—I et E—E.

4. Conclusions

1. En considérant des relations originales pour décrire les électro-aimants à courant alternatif avec des spires en court-circuit [8], on propose des critères d'optimum et on déduit des conditions d'optimum pour leur fonctionnement.

2. On compare les résultats des ces critères d'optimum et on indique les domaines de validité des conditions d'optimum du point de vue des valeurs du rapport m.

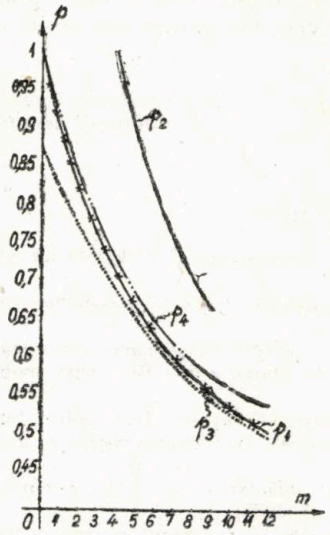


Fig. 2

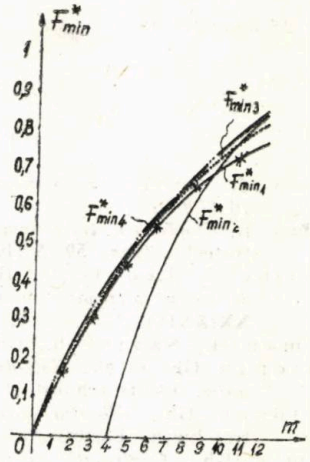


Fig. 3

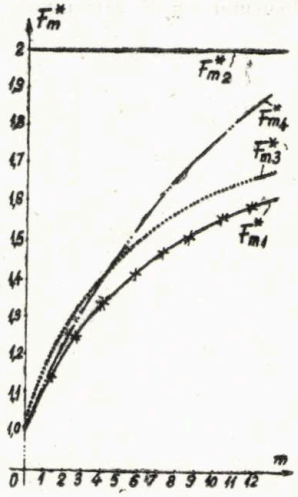


Fig. 4

3. On prévoit les possibilités de développer cet étude pour les électro-aimants à courant alternatif munis avec des bagues en court-circuit ayant le noyau de type E—I et E—E.

Reçue le 25 novembre 1987

Institut Polytechnique, Jassy
Chaire d'Énergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Sláma J., *Vypocet zavitu nakratko stridavych elektromagnetu*. Elektrotechn. Obz., **58**, *10* (1969).
2. Sláma J., *Doplnek k teorii zavitu nakratko jednofazovych stridavych elektromagnetu*. Elektrotechn. Obz., **59**, *8* (1970).
3. Hnatiuc E., Leonte P., Baraboi Adr., *Asupra funcţionării electromagnetului de curent alternativ monofazat cu spiră în scurt-circuit*. Bul. Inst. polit., Iaşi, **XX(XXIV)**, *3—4*, s. III (1974).
4. Rosman H., Savin Gh., *Circuite electrice liniare*. Rotaprint, Inst. polit., Iaşi, 1974.
5. Hortopan Gh. et al., *Calculul spirei în scurtcircuit la electromagneţii de curent alternativ*. Electrotehnica, *1* (1966).
6. Hortopan Gh., *Vibraţia electromagnetului la contactoarele de curent alternativ*. Electrotehnica—Electronica—Automatica, **23**, *8* (1975).
7. Cosmin Gh., *Contribuţii la calculul electromagnetului de curent alternativ monofazat*. Electrotehnica—Electronica—Automatica, **23**, *3* (1975).
8. Hnatiuc E., *Sur le fonctionnement des électro-aimants monophasés à courant alternatif de type U—I munis avec des bagues de déphasage*. Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXIV (XXXVIII)**, *1—4*, s. III (1988).

ASUPRA FUNCŢIONĂRII OPTIME A SPIRELOR ECRAN LA ELECTROMAGNEŢII MONOFAZAŢI DE CURENT ALTERNATIV DE TIP U—I

(Rezumat)

Apelind la relaţii originale pentru descrierea comportării electromagneţilor monofazaţi cu spire în scurtcircuit, se propun criterii de optim şi se deduc condiţii de funcţionare optimă a spirei ecran, precizindu-se şi domeniul lor de valabilitate.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3.017.71 ; 621.3.066.6

LE RÉGIME PERMANENT DE L'ÉCHAUFFEMENT D'UN CONTACT ÉLECTRIQUE À POINT, DE TYPE GLISSANT

PAR

ADRIAN BARABOI et EMILIAN FURNICĂ

1. La détermination par calcul de l'échauffement d'un contact électrique implique l'obtention de la solution de l'équation différentielle qui décrit le processus de transfert de la chaleur par conduction dans les pièces de contact.

Pour un contact à point de type glissant on utilise la théorie du modèle de la sphère de résistivité nulle, [1], qui considère que la conduction électrique entre deux pièces métalliques en contact s'établit par l'intermédiaire d'une sphère de rayon a, ayant la résistivité nulle. Conformément à cette hypothèse, les lignes de courant dans la zone de contact résultent radiales et les surfaces équipotentielles et isothermes, des sphères concentriques ; en même temps, on considère que le flux thermique produit par le frottement des pièces de contact prend, sur la surface de rayon a, la valeur P_f (Fig. 1).

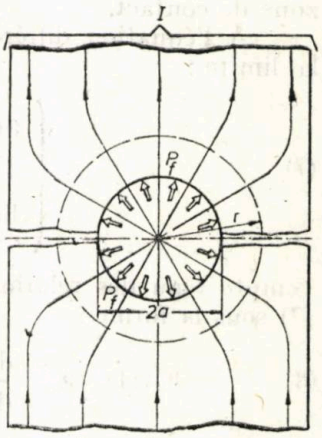


Fig. 1

Conformément aux hypothèses ci-dessus, le transfert par conduction en régime permanent de la chaleur produite par un courant d'intensité I, qui circule par le contact glissant, est décrit par l'équation différentielle de la forme :

$$\frac{d^2\theta}{dr^2}+\frac{2}{r}\cdot\frac{d\theta}{dr}+\frac{\rho J^2}{\lambda}=0,\quad r\geqslant a, \tag{1}$$

où $\theta(r)$, $J(r)$ représentent la température, respectivement la densité de courant sur la surface isotherme et équipotentielle de rayon r et λ, ρ — la conductivité thermique, respectivement la résistivité électrique du matériel.

Si l'on considère :

$$\theta(r)=\theta_p+\vartheta(r),\ \rho=\rho_0(1+\alpha_R\theta),\ \lambda\rho=(\lambda\rho)_0=\text{const.},\ J=\frac{I}{2\pi r^2}, \tag{2}$$

et vu que le coefficient de résistance thermique $\alpha_R \ll 1$, on accepte l'approximation :

$$\rho_0^2[1+\alpha_R(\theta_p+\vartheta)]^2 \cong \rho_p^2+2\rho_0\rho_p\alpha_R\vartheta, \tag{3}$$

où :

$$\rho_p=\rho_0(1+\alpha_R\theta_p); \tag{4}$$

on peut écrire l'équation différentielle (1), dans ce cas, sous la forme normée:

$$\frac{d^2y}{dx^2}+\frac{2}{x}\cdot\frac{dy}{dx}+\frac{py+q}{x^4}=0, \qquad x\geqslant 1, \tag{5}$$

où on a utilisé les notations suivantes :

$$\begin{cases} x=\dfrac{r}{a}, \quad y=\dfrac{\vartheta(r)}{\vartheta_0}, \quad p=\dfrac{\rho_0\alpha_R P_c}{\pi a(\lambda\rho)_0}, \\ q=\dfrac{\rho_p P_c}{2\pi a\vartheta_0(\lambda\rho)_0}, \quad P_c=\dfrac{\rho_p I^2}{2\pi a}. \end{cases} \tag{6}$$

Dans les relations (2) ... (6), ρ_0 signifie la résistivité du matériel à 0°C, θ_p — la température de régime permanent pour $r\to\infty$, $\vartheta(r)$ — l'échauffement de la zone de contact, y – l'échauffement normé, x – le rayon normé, P_c, ϑ_0 — des valeurs de repère du flux thermique produit par le courant qui circule par le contact glissant, respectivement de l'échauffement de la zone de contact.

À l'équation différentielle (5) on attache les suivantes conditions à la limite :

$$\begin{cases} \vartheta(a)=\vartheta_c, \quad \left.\dfrac{d\vartheta}{dr}\right|_{r=a}=-\dfrac{P_f}{2\pi a^2\lambda}, \\ \lim\limits_{r\to\infty}\vartheta(r)=0, \quad \lim\limits_{r\to\infty}\dfrac{d\vartheta}{dr}=0; \end{cases} \tag{7}$$

compte tenu des relations (2), (6), on considère finalement les conditions (7) sous la forme :

$$\vartheta_0 y(1)=\vartheta_c, \quad \left.\frac{dy}{dx}\right|_{x=1}=-m, \quad \lim_{x\to\infty}y(x)=0, \quad \lim_{x\to\infty}\frac{dy}{dx}=0, \tag{8}$$

où on a noté par :

$$m=\frac{\mu P_c\rho_0[1+\alpha_R(\theta_p+\vartheta_c)]}{2\pi a\vartheta_0(\lambda\rho)_0}, \qquad \mu=\frac{P_f}{P_c}. \tag{9}$$

La solution de l'équation différentielle (5) est de la forme :

$$y=\begin{cases} A_1\cos\left(\varphi_1-\dfrac{\sqrt{p}}{x}\right)-\dfrac{q}{p}, \text{ pour } \alpha_R>0, \\ -A_2\operatorname{ch}\left(\varphi_2-\dfrac{\sqrt{-p}}{x}\right)-\dfrac{q}{p}, \text{ pour } \alpha_R<0. \end{cases} \tag{10}$$

Dans ce qui suit on analyse seulement le cas $\alpha_R > 0$. Les conditions à la limite (7) permettent la détermination des expressions des constantes A_1, φ_1 et, plus encore, de l'échauffement ϑ_c de la surface de contact, en obtenant :

$$(11)\quad \begin{cases} A_1 = \dfrac{1}{p\vartheta_0}\sqrt{m^2\vartheta_0^2 p + (p\vartheta_c + q\vartheta_0)^2}, \quad \varphi_1 = \sqrt{p} + \operatorname{arc\,tg}\dfrac{m\vartheta_0\sqrt{p}}{p\vartheta_c + q\vartheta_0}, \\ \vartheta_c = \dfrac{\rho_p}{\rho_0\alpha_R}\cdot\dfrac{1-\cos\sqrt{p}+\mu\sqrt{p}\sin\sqrt{p}}{2\cos\sqrt{p}-\mu\sqrt{p}\sin\sqrt{p}}. \end{cases}$$

À l'aide des relations (8_1), (11) il est possible à calculer la variation de la température dans la zone d'un contact glissant à point et, très important, on peut évaluer l'échauffement ϑ_c de la surface d'un tel type de contact.

Ayant en vue (10_1), (11) il est possible a déterminer l'expression de la résistance de contact R_c, spécifique au contact glissant à point. Pour la résistance R_1 d'une hémisphère de rayon $r > a$, (Fig. 1), on peut écrire [1] :

$$(12)\qquad 2R_1 = R_c, \quad dR_1 = \frac{\rho\, dr}{2\pi r^2}.$$

Compte tenu des relations (2), (6), (11), (12_1), par l'intégration de (12_2) pour $r \in [a, \infty)$ on obtient :

$$(13)\qquad R_c = \frac{\rho_p}{2\pi a} + \frac{\rho_0\alpha_R\vartheta_0}{\pi a\sqrt{p}}\left[\frac{q}{p}\operatorname{tg}\sqrt{p} + \frac{m}{\sqrt{p}}(\sec\sqrt{p}-1)\right].$$

La chute de tension sur la résistance de contact est donnée par la relation :

$$(14)\qquad U_c = R_c I,$$

où I représente l'intensité du courant qui parcourt le contact.

2. En particulier, pour $\mu = 0$ ($m = 0$), on pent utiliser les expressions obtenues pour un contact glissant dans le calcul de l'échauffement en régime permanent d'un contact fix à point. Dans ce cas les relations (11) deviennent de la forme [2] :

$$(15)\qquad A_1 = \frac{q}{p} + \frac{\vartheta_c}{\vartheta_0}, \quad \varphi_1 = \sqrt{p}, \quad \vartheta_c = \frac{\rho_p}{\rho_0\alpha_R}\cdot\frac{1-\cos\sqrt{p}}{2\cos\sqrt{p}}$$

et, de (13), compte tenu de (6), pour la résistance de contact il en résulte :

$$(16)\qquad R_c = \frac{\rho_p}{2\pi a}\left(1 + \frac{\operatorname{tg}\sqrt{p}}{\sqrt{p}}\right).$$

À l'aide des expressions (15), (16) on peut établir la relation de dépendance de la résistance de contact R_c, par rapport à l'échauffement ϑ_c de la surface de contact. Par développement en série des fonctions trigonométriques qui interviennent dans les relations ci-dessus on obtient :

$$(17) \qquad p \cong \frac{4\rho_0 \alpha_R \vartheta_c}{\rho_p + 2\rho_0 \alpha_R \vartheta_c}, \quad R_c \cong \frac{\rho_p}{\pi a}\left(1 + \frac{p}{6}\right).$$

Vu que les régimes permanents de l'échauffement des contacts électriques sont caractérisés par des températures ayant des valeurs modérées et que le coefficient de résistance thermique $\alpha_R \ll 1$, on peut considérer $\rho_0 \cong \rho_p$, de sorte que pour l'expression (17_1) on peut adopter la forme simplifiée:

$$(18) \qquad p \cong 4\alpha_R \vartheta_c.$$

Compte tenu de (18) et (17_2) on obtient finalement, pour la résistance de contact, l'expression :

$$(19) \qquad R_c \cong R_{cp}\left(1 + \frac{2}{3}\alpha_R \theta_c\right),$$

où :

$$(20) \qquad R_{cp} = \frac{\rho_p}{\pi a}$$

représente la résistance de contact calculée pour la température θ_p. Dans la littérature [3] .., [5] on afirme que la relation (19) est établie par voie expérimentale.

Vu qu'on est intéressé à établir une relation entre la résistance de contact, R_c, et la chute de tension, U_c, de (6), (14) et (17) on obtient :

$$(21) \qquad U_c = \frac{2R_c}{R_{cp}}\sqrt{\frac{3\rho_p (\lambda\rho)_0}{\rho_0 \alpha_R}\left(\frac{R_c}{R_{cp}} - 1\right)}.$$

3. Pour illustrer quantitativement, par des exemples, les résultats théoriques obtenus, on étudie l'échauffement d'un contact électrique en cuivre, dont les dimensions et les paramètres, thermophysiques ont les valeurs suivantes: $a = 5.10^{-5}$ m, $\rho_0 = 1{,}58.10^{-8}$ Ωm, $\alpha_R = 4{,}3.10^{-3}$ °C^{-1}, $(\lambda\rho)_\theta = 6{,}16.10^{-6}$ ΩW/°C, $\theta_0 = 28{,}78$°C.

Pour mettre en évidence l'influence du flux thermique, P_f, produit par le frottement des pièces de contact, exercée sur l'échauffement en régime permanent de celles-ci, dans la Fig. 2 on a représenté les solutions $y(x)$ de l'équation différentielle (5), pour un courant ayant l'intensité $I = 100$ A et des diverses valeurs du paramètre μ.

Dans la Fig. 3 sont représentées les courbes $R_{c*}(\mu)$, $U_{c*}(\mu)$ et $\theta_{c*}(\mu)$, où :

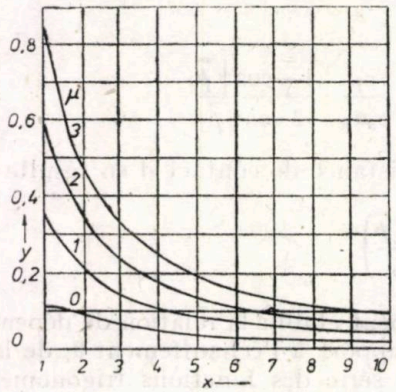


Fig. 2

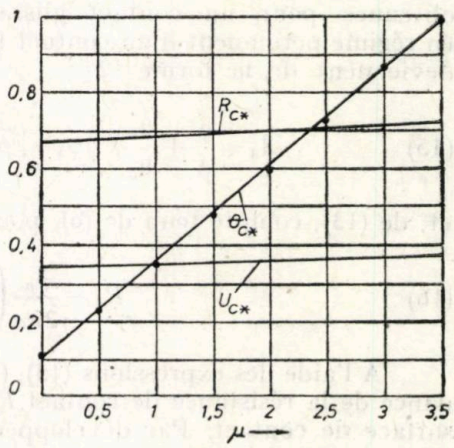


Fig. 3

(22) $$R_{c*}=\frac{R_c(\mu)}{R_{cr}},\quad U_{c*}=\frac{U_c(\mu)}{U_{cr}},\quad \vartheta_{c*}=\frac{\vartheta_c(\mu)}{\vartheta_0},$$

où $R_{cr}=1{,}865\cdot10^{-4}\,\Omega$, $U_{cr}=37{,}3$ mV sont des valeurs de repère pour la résistance de contact R_c et, respectivement, pour la chute de tension U_c, calculées à l'aide des relations (13), (14).

On constate que, dans le cas d'un contact électrique glissant qui fonctionne en régime permanent, l'accroissement de l'échauffement dû au frottement (qui est évident pour $r\leqslant 10a$ — Fig. 2) influence faiblement les valeurs de la résistance de contact R_c et de la chute de tension U_c (Fig. 3).

À l'aide des relations (14)...(16) on peut étudier l'influence de l'intensité I du courant sur l'échauffement du contact fix à point ; les courbes obtenues sont représentées dans

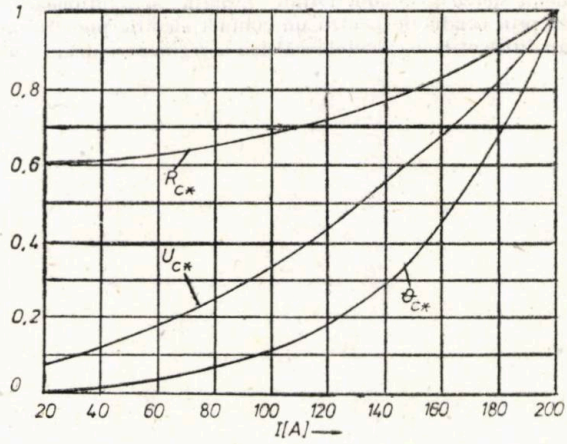


Fig. 4

la Fig. 4, où R_{c*}, U_{c*}, ϑ_{c*} ont été calculées à l'aide des relations (22). De cette manière on met en évidence que la chute de tension U_c augmente d'une façon sensible si l'accroissement de l'échauffement est dû à la variation de l'intensité du courant qui parcourt le contact.

Conclusions

1. En utilisant la théorie du modèle de la sphère de résistivité nulle on établit les relations (11), (13), nécessaires au calcul du régime permanent de l'échauffement d'un contact électrique à point, de type glissant.

2. En particulier, pour un contact fix à point, on justifie par voie analytique la relation (19) qui met en évidence la dépendance de la résistance de contact par rapport à l'échauffement de celui-ci.

3. À l'aide des relations déterminées on étudie par voie théorique les influences des divers paramètres sur l'échauffement en régime permanent, d'un contact à point de type glissant et, en particulier fix.

Reçue le 26 septembre 1988

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Énergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Hortopan Gh., *Aparate electrice.* EDP., Buc., 1980.
2. Коробов В. А., Омельченко В. Т., *Влияние теплофизических параметров материала контактов на процессы нагрева и ожлаждения контактов. Электрические контакты.* Изд. Наука, Москва, 1973.

3. Holm R., *Electric Contacts Theory and Application*. Springer Verlag, Berlin-Heidelberg-New-York, 1967.
4. Kaczmarek J., Wierzba H. J., *Die Anwendung von thermischen Prozessen für die Messung des Durchgangswiderstandes in Kontaktelementen. Elektrische Kontakte*, (trad. du polonais). Akademie-Verlag, Berlin, 1980.
5. Suciu I., *Bazele calculului solicitărilor termice ale aparatelor electrice*. Ed. Tehn., Buc., 1980.

ÎNCĂLZIREA ÎN REGIM PERMANENT A UNUI CONTACT ELECTRIC PUNCTIFORM DE TIP ALUNECĂTOR

(Rezumat)

Utilizînd modelul sferei de conductivitate infinită, se soluționează ecuația diferențială a transmisiei termice prin conducție pentru un contact electric punctiform de tip alunecător, stabilindu-se relații analitice utile în calculul încălzirii în regim permanent a unui astfel de contact.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.313.37

UNE VARIANTE D'OSCILLOMOTEUR ÉLECTRIQUE DE TYPE RÉPULSION

PAR

SILVIU HARGHEL, RADU COCIU et LIVIA COCIU

1. Introduction

Dans de nombreuses commandes électriques il est nécessaire à réaliser un mouvement oscillatoire ou alternatif. Le plus souvent on obtient ce mouvement à l'aide d'un moteur électrique classique, asynchrone ou à courant continu, associé à un dispositif mécanique.

L'introduction des moteurs électriques à mouvement oscillatoire ou alternatif simplifie beaucoup la construction mécanique, en augmentant le rendement de l'installation et présentant de multiples possibilités de réglage et automatisation.

Dans ce qui suit on présente certains problèmes concernant la réalisation d'un oscillomoteur électrique, qui fonctionne sur le principe des machines à répulsion à commutation statique [1], [2].

2. Principe de fonctionnement

L'oscillomoteur comporte deux enroulements statoriques, $a—x$ et $b—y$, décalés d'un angle β, qui établit la valeur maximum de l'amplitude d'oscillation. Le rotor ne comporte qu'un seul enroulement, R, commuté en permanence en court-circuit (Fig. 1). Pour le circuit magnétique du stator et du rotor on utilise des tôles en acier allié, de construction classique. Le rotor peut avoir également des pôles saillants. Les enroulements sont bipolaires. L'augmentation du nombre des pôles mène à la diminution des valeurs maxima de l'amplitude d'oscillation ce qui est indésirable.

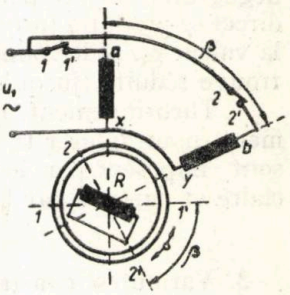


Fig. 1

Supposant qu'un de ces enroulements, par exemple $a—x$, est alimenté en courant alternatif, il en résulte un couple électromagnétique dont la tendance est de tourner le rotor jusqu'au moment où l'angle de décalage entre les enroulements rotoriques et statorique ($1—1'$) devient égal à 90°. Considérons pour l'instant le couple résistant négligeable. Si, par la suite, on commute l'alimen-

tation à l'enroulement $b-y$, le rotor se déplacera en direction de l'axe $2-2'$, qui se trouve à 90° par rapport à l'axe de l'enroulement alimenté. Vu que la fréquence des commutations est assez réduite pour que le rotor ait le temps d'exécuter les déplacements indiqués ci-dessus, il résulte que l'amplitude angulaire sera égale à l'angle β de décalage entre les deux enroulements statoriques. Si la fréquence croît, l'amplitude baisse. Il est évident que tout dépend de la vitesse de déplacement du rotor, qui, à son tour, dépend du couple électromagnétique et du moment d'inertie rapporté à l'axe de l'oscillomoteur.

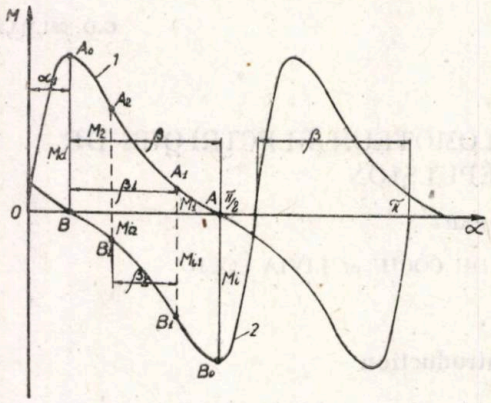


Fig. 2

Si l'on néglige les couples électromagnétiques dynamiques, on peut représenter le couple électromagnétique déterminé à partir de la relation donnée dans une Note précédente [3], sous la forme indiquée dans la Fig. 2. On mesure les angles par rapport à l'axe de l'enroulement a-x. La courbe (*1*) représente le couple créé par l'enroulement $a-x$, alors que la courbe (*2*) – le couple de l'enroulement $b-y$. Supposant que le rotor occupe au moment initial la position qui correspond à l'angle $\alpha_1(A_0)$ et que l'enroulement $a-x$ est alimenté, la machine produit le couple électromagnétique M_d. Si le couple résistant est négligeable, le rotor tourne jusqu'à ce que $\alpha=\pi/2$ (A). Si l'on alimente l'enroulement $b-y$, on exerce sur le rotor un couple inverse M_i (B_0) égal en module à M_d (à condition que les enroulements soient identiques). Il s'ensuit un mouvement en sens inverse jusqu'au moment où le rotor se trouve en quadrature électrique à l'enroulement $b-y$ (B). L'angle maximum d'oscillation sera β.

Si, au contraire, le couple résistant pour un certain sens n'est pas négligeable, ayant par exemple la valeur M_1, alors le mouvement en sens direct se produira jusqu'au point A_1, l'amplitude angulaire diminuant jusqu'à la valeur β_1. Si le couple inverse prend la valeur M_{i2} la course de retour se trouve réduite (jusqu'en B_2) et l'amplitude de même (β_2).

Théoriquement, la valeur maximum de l'angle β est de 90°. Pratiquement, pour assurer la sécurité de l'exploitation, $\beta \leqslant 80°$. Les valeurs minima sont imposées par les celles désirées par le bénéficiaire et surtout par la valeur du couple.

3. Variantes constructives. Schémas électriques

Une autre variante constructive (Fig. 3) est celle dont l'enroulement rotorique est celui primaire alimenté en c.a. à l'aide d'un système de bagues de frottements--balais. Les enroulements rotoriques sont

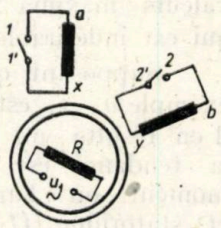


Fig. 3

mises en court-circuit tout à tour par le commutateur électronique. Le fonctionnement est identique ; ce n'est que la construction qui est inversée.

Dans la Fig. 4 on représente le schéma électrique complet du dispositif de commande et de commutation. Celui-ci comporte un générateur électroni-

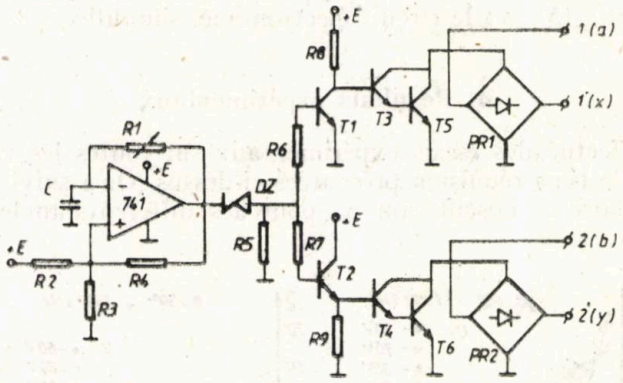


Fig. 4

que de signaux rectangulaires réalisé à l'aide d'un amplificateur opérationnel βA741. La résistance réglable, R, modifie la fréquence des signaux émis par l'oscillateur. La diode Zenner est nécessaire pour ajuster le niveau de la tension de sortie. Le commutateur proprement dit est réalisé, pour chaque enroulement, à l'aide d'un pont redresseur PR_1 ou PR_2 et d'un doublet formé des transistors T_3, T_5, respectivement T_4, T_6. Il réalise en rythme voulu, soit la commutation de l'alimentation d'un enroulement à l'autre, soit la mise en court-circuit alternative des enroulements.

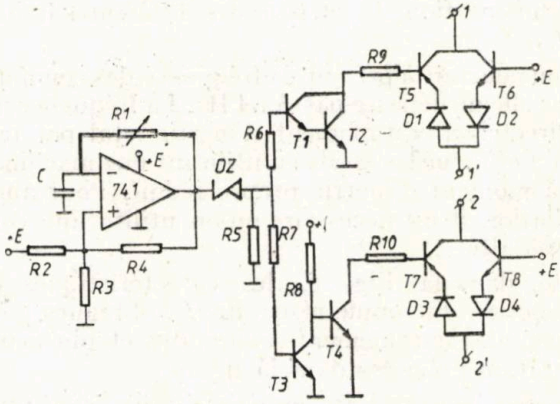


Fig. 5

Le dispositif de commande et de commutation représenté dans la Fig. 5 contient le même générateur de signaux rectangulaires. L'étage final

est toujours un commutateur électronique bidirectionnel qui permet la conduction dans les deux sens.

Comme nous avons déjà mentionné [4], [5], on peut utiliser également la commande d'une seule alternance, tout en renonçant au pont redresseur de la Fig. 4. Le couple électromagnétique est diminué, dans ce cas, d'approximativement 10...15% et le circuit électronique, simplifié.

4. Résultats expérimentaux

On a effectué des essais expérimentaux sur toutes les variantes d'oscillomoteurs de type répulsion présentées ci-dessus. On a suivi surtout l'amplitude angulaire de l'oscillation β_r, pour des différents angles de décalage

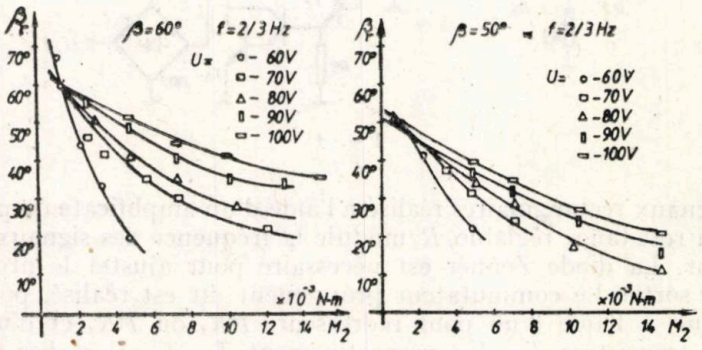


Fig. 6

entre les axes des enroulements commutés, β, pour des différentes valeurs de la tension d'alimentation, U, et pour des différentes fréquences d'oscillation imposées, f.

Selon ce qu'on pourrait à prévoir, la fréquence des commutations est relativement réduite ; elle ne dépasse pas 3...4 Hz. La fréquence d'oscillation maximum dépend directement du moment d'inertie total par rapport à l'arbre moteur. Mais, on a effectué les essais en utilisant une machine à construction classique, donc à moment d'inertie propre réduit. Pour augmenter la fréquence des oscillation il est nécessaire qu'on utilise une construction spéciale, à inertie réduite.

On présente, dans la Fig. 6, les caractéristiques de l'amplitude angulaire β en fonction du couple résistant M_2, obtenues pour deux valeurs de l'angle des axes des enroulements commutés et plusieurs valeurs de la tension d'alimentation précisées dans la figure.

On observe que les résultats expérimentaux confirment les considérations théoriques antérieures dans le sens que l'amplitude angulaire décroît selon une loi non-linéaire à l'augmentation du couple. On remarque qu'elle dépend de la tension d'alimentation, ce qui résulte aussi des relations présentées en [3].

5. Conclusions

1. On peut construire des oscillomoteurs à fréquence réglable et amplitude d'oscillation maximum imposée à partir des diverses variantes de machines électriques.

2. On peut réaliser les schémas de commutation en utilisant comme éléments de puissance des transistors où des thyristors ; on peut commander une alternance ou bien toutes les deux.

3. L'amplitude d'oscillation dépend tant du couple résistant que de la tension d'alimentation. Les caractéristiques $\beta_r = f(M_2)$ sont souples et ressemblent aux caractéristiques mécaniques des moteurs rotatifs, $n = f(M_2)$.

Reçue le 5 octobre 1988

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures
et Machines électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Harghel S., *Über die Anwendungsmöglickeiten der statischen Kommutation beim monophasischen Repulsionsmotor*. Bul. Inst. polit., Iași, **XXII (XXVI)**, *3–4*, s. III, 39–43 (1976).
2. Harghel S., *The Electric Control Device of the Commutatorless Repulsion Motor*. Bul. Inst. polit., Iași, **XXVI (XXVIII)**, *1–2*, s. III, 47–51 (1978).
3. Harghel S., *Asupra unor relații simplificate de calcul ale caracteristicilor mașinii cu repulsie*. Scient. Session, Univ. of Galați, Dec. 8 – 9, 1978.
4. Harghel S., Teodoru E., *Asupra unei metode de studiu a caracteristicilor de funcționare în regim static și dinamic ale mașinii cu repulsie cu comutație statică comandată pe o alternanță*. Bul. Inst. polit., Iași, **XXV (XXIX)**, *1 – 2*, s. III, 77 – 82 (1979).
5. Harghel S., Teodoru E., *Ecuațiile mașinii cu repulsie cu comutație statică comandată pe o alternanță*. Bul. Inst. polit., Iași, **XXIX (XXXIII)**, *1–4*, s. III, 73–79 (1983).

ASUPRA UNEI VARIANTE DE OSCILOMOTOR ELECTRIC DE TIP REPULSIE

(Rezumat)

Se fac unele considerații privind posibilitățile de realizare a unor noi tipuri de oscilomotoare electrice, care se bazează pe principiul mașinilor electrice cu repulsie.

Se prezintă schemele electrice de principiu ale unor astfel de oscilomotoare, care derivă din schemele mașinilor electrice cu comutație statică de tip repulsie.

Se prezintă, de asemenea, două scheme de comandă pentru cazul utilizării tranzistoarelor ca element de forță.

Din totalitatea încercărilor experimentale sînt comentate două serii, considerate ca fiind cele mai semnificative. Aceste rezultate confirmă întru totul considerațiile teoretice făcute anterior.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 1—2, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.362

MIKROPROZESSORGESTEUERTES THERMISTORTHERMOMETER

VON

M. ANTONESCU und IRINA ANTONESCU

1. Einleitung

Die wesentlichsten Eigenschaften des Thermistors — niedriger Preis, in breiten Grenzen veränderlicher Widerstand, gute Empfindlichkeit — überstützen seine industrielle Anwendung als Temperaturwandler.

Die Arbeit beschreibt ein industrielles, mikroprozessorgesteuertes Thermistorthermometer das sich dank seiner hohen Genauigkeit — mindestens 0,5% im Temperaturbereich 0°...170°C — und seiner einfacher hardware Struktur von anderen Verwirchlichungen unterscheidet.

2. Das Blockschaltbild. Das Arbeitsprinzip

Das Blockschaltbild ist in der Abb. 1 dargestellt, das folgendem Arbeitsprinzip entspricht: der Thermistor Th bildet mit dem konstanten Widerstand R einen von der Gleichspannung U gespeisten Widerstandsteiler. Für vorgeschriebene Werte für U und R, hängt der Strom des Teilers

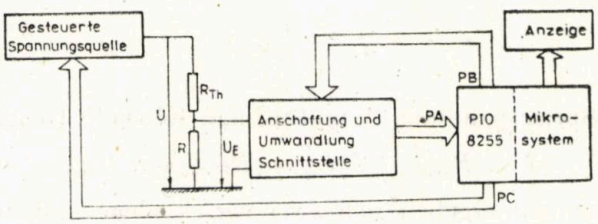


Abb. 1

von dem Widerstand des Thermistors, also von der Temperatur ab. Dasselbe gilt auch für die Eingangsspannung U_E der Datenanschaffung und Umwandlungschnittstelle. Die Struktur der Schnittstelle ist in [1] beschrieben und ermöglicht die periodische Umwandlung des analogischen Signals U_E in digitaler Form unter Kontrolle des Mikrosystems. Über den A-Port eines 8 255 PIO wird das digitale Signal in das Mikrosystem aufgeladen. Die

Organisierung des Mikrosystems ist standard, minimal und beruht auf ein 8080 in periodischen Unterbrechungen arbeitenden Mikroprozessor. Über Softwarebearbeitungen stellt man die Korrespondenz zwischen dem umgewandelten Signal und der angezeigten Temperatur fest. Das Mikrosystem steuert ebenfalls die Gleichspannungsquelle die mehrere, bestimmte Werte der Spannung U liefern kann.

3. Die Bestimmung der Messbereiche

Die Absicht der Höchstvereinfachung des Kreises der den Wandler enthält — die daraus folgenden Schwierigkeiten, z.B. das Problem der Linearität, werden über Software gelöst — führte zur Lösung des Widerstandteilers Th, R der in der Abb. 1 erscheint.

Für diesen Teiler muß man die Werte von U und R bestimmen, unter Einbeziehung folgender Daten und Einschränkungen :

a) Für den verwendeten Thermistor gegeben sind : die vollständige $R_{Th}(T)$ Kennlinie, deren Grenzen $R_{Thmax}=1\,275$ KΩ (0°C) und $R_{Thmin}=0{,}095$ KΩ (170°C) sind ; die Empfindlichkeit im ganzen Bereich, mit den Extremwerten : 41,7 Ω/°C (170°C) und 60 KΩ/°C (0°C) ; der maximale Strom, $I_{max}=50$ μA, der den Thermistor durchfliessen kann.

b) Die Eingangsspannung U_E in dem analog—digital Umwandler (ADU) — vom C520D Typus — muß man im 200...900 mV Bereich behalten um die Endskalenfehlern zu vermeiden und die Bearbeitungen zu vereinfachen, das Auflösungsvermögen des ADU ist 1 mV.

Unter diesen Bedingungen, folgt R aus :

$$R=\frac{U_{Emax}}{I_{max}}. \tag{1}$$

Weil der Eingangsstrom des ADU vernachlässigbar ist, wird der minimale Strom über den Teiler :

$$I_{min}=\frac{U_{Emin}}{R}. \tag{2}$$

Für die Speisespannung U müßte man folgende Gleichung erfüllen :

$$U=(R_{Thmax}+R)I_{min}=(R_{Thmin}+R)I_{max}. \tag{3}$$

In Wirklichkeit ergeben sich zwei verschiedene und unannehmbahre Werte für U u. zw. : $U_1=(R_{Thmax}+R)I_{min}$ ist zu hoch und führt bei hohen Temperaturen zur Überschreitung von I_{max} ; $U_2=(R_{Thmin}+R)I_{max}$ ist, entgegenteil, zu niedrig so daß die Eingangsspannung U_E im ADU bei nieder Temperaturen zu klein wird.

Von hier aus ergibt sich die Notwendigkeit mehreren Meßbereiche, die sich in zwei verschiedenen Varianten realisieren lassen :

a) Entweder bewahrt man U = konst. und wählt einen entsprechenden R für jeden Bereich ; wegen Widerstandverschaltungen wurde diese Möglichkeit aufgegeben.

b) Oder bewahrt man $R = \text{konst.}$ und verwendet verschiedene, passend gewählte Werte für U. Diese Lösung wurde in Betracht gezogen, im wesentlichen weil die Verwirklichung einer numerisch steuerbaren Spannungsquelle keine Schwierigkeiten bereitet falls man über ein Mikrosystem und einen digital—analog Umwandler (DAU) verfügt.

Kommt man zur anfänglichen Absicht zurück und zwar die Berechnung von R und U, kann man folgenden Algorithmus behalten : a) R und $I_{\min}$ bleiben konstant, von (1) und (2) vorgeschrieben ; b) die Bestimmung der Meßbereiche fängt von hohen Temperaturen an (der Bereich *0* ist bei 170°C begränzt) und hat als Ziel die Wahl von U und der minderwertigen Grenze der Temperatur der Meßbereiches :

$$(4) \qquad U = (R_{\text{Thmin}} + R) I_{\max}, \qquad (5) \qquad (R_{\text{Thmax}} + R) I_{\min} = U$$

also :

$$(6) \qquad R_{\text{Thmax}} = \frac{U}{I_{\min}} - R$$

und von hier aus die gewünschte Temperatur. R_{Thmax} bedeutet den Widerstand an der linken Grenze des Bereiches ; er wird R_{Thmin} für den nächsten Bereich u.s.w.

Die numerisch gesteuerte Spannungsquelle ist unter Anwendung eines klassischen Schemas [2] realisiert. Man benützt den komplementaren Ausgang eines DAU vom βDAC08E Typus mit $I_{\text{ref}} = 1$ mA, $U_{\text{ref}} = 5$ V. Auf eine widerständliche, passend gewählte Ausgangslast, wird die maximale Ausgangsspannung $U_L = -\frac{255}{256} U_{\text{ref}}$, mit einem Schritt von 19,531 mV. Ein Operationsverstärker vom βM308N Typus, in Umkehreinrichtung, mit der Verstärkung 3, sorgt für eine gesamte Auflösung der Quelle von 58,593 mV.

Nach der Spannungswahl für den Bereich, berechnet man die extremale Werte für U_E, bzw. für die Temperatur, die sich ergeben.

Für den verwendeten Thermistor sind drei Bereiche nötig gewesen, deren Kennzeichen in der Tabelle 1 zusammengefaßt sind.

Tabelle 1

Meßbereich	R KΩ	$I_{\min}$ μA	$I_{\max}$ μA	$T_{\max}$ °C	$T_{\min}$ °C	R_{Thmin} KΩ	R_{Thmax} KΩ	U^* mV	$U_{E\min}$ mV	$U_{E\max}$ mV	$E_{\min}$ KΩ/°C	$\Delta U_{E\min}$ mV/°C
0	18	11,11	50	170	56	0,95	66,3	936,62	199,99	889,07	0,0417	1,92
1	18	11,11	50	56	22,5	66,3	356,1	4 156,26	199,98	887,46	2,5	25,56
2	18	11,11	50	22,5	0	356,1	1 326,8	14 941,21	207,99	718,9	20	36,48

U^* ist die möglichst nahe, von der gewünschten, realisierbare Speisespannung. $E_{\min}$ bedeutet die minimale Empfindlichkeit des Thermistors im Bereich, während $\Delta U_{E_{\min}}$, die minimale Änderung der Spannung bei dem Eingang des ADU bei einer Änderung der Temperatur von 1°C be-

schreibt. Im Bereich *2* ist die Spannung U kleiner als die die sich aus (4) ergibt. Sie ist die maximale Spannung die die gesteuerte Quelle liefern kann und bewährt sich als zufriedenstellend für diesen Temperaturbereich.

Der Meßmittellwertfehler, unter Referenzbedingungen, hängt, im wesentlichen, von der Eingangsstabilisierung der Referenzquelle. Für die erzeugte Gleichspannung U, setzen sich die Änderungen zwischen $\pm 0{,}144$ mV im Meßbereich *0* und $\pm 2{,}295$ mV im Meßbereich *2* hin. Das zieht Änderungen der Eingangsspannung U_E in ADU zwischen $\pm 0{,}136$ mV im Meßbereich *0* und $\pm 0{,}11$ mV im Meßbereich *2* herbei. Sie bedeuten höchstens 0,068 % in Anbetracht von den minimalen Eingangsspannungen im ADU (199,99 mV im Meßbereich *0* und 207,99 mV im Meßbereich *2*).

Der Höchstfehler von 0,5 LSB des DAU spielt keine Rolle für den Gesamtfehler, weil man in den $T-U_E$ vorhergerechneten Tabellen (s. § **4**) den genau gemessenen Wert der Spannung U verwendet.

Der ADU kann einen Fehler von 1 LSB einführen, der sich über Software korigieren läßt. Es bleibt nur einen Höchstfehler von 0,5 LSB, der nur vom Umwandlungsprozeß abhängt. Er fügt sich dem von den Änderungen der Speisespannung verursachten Fehler hinzu, so daß der Meßmittellwertfehler den Höchstwert von 0,318 % erreicht.

4. Das Flussdiagramm der Softwarebearbeitungen

Die Softwarebearbeitungen beruhen auf einer Datenstruktur die aus drei Tabellen besteht die den Meßbereichen entsprechen. Jede Tabelle enthält $T-U_E$ vorher berechnete Paare.

Es bestehen zwei mögliche Bearbeitungsvarianten :

a) Falls die Tabellen ziemlich dicht in Temperatur sind (z.B. mit einem Abstand von 0,1°C) gewinnt man die gemessene Temperatur als die die der Spannung entspricht die sich möglichst nahe von der Eingangsspannung des ADU befindet ; die Genauigkeit ist hoch, die Bearbeitungen einfach, aber der Datenspeicher benötigt etwa 4 KO.

b) Ist der Abstand zwischen den gespeicherten Temperaturen viel größer, von 1°C, erhält man die gemessene Temperatur nach einem linearen Interpolationsprozeß. Das ist auch die gewählte Variante in der die Datenstruktur nur etwa 0,5 KO besetzt, die Genauigkeit annehmbahr bleibt und die Bearbeitungen nicht schwierig sind.

Entsprechend den in § 3 dargestellten Erörterungen, erscheinen die Meßbereiche wie in der Abb. 2. Die gemessene Temperatur, T_g, berechnet man mit :

$$T_g = T_K + \frac{1}{U_{ET_{K+1}} - U_{ET_K}} (U_g - U_{ET_K}), \tag{7}$$

wobei T_K und T_{K+1} zwei Temperaturen die sich mit 1°C unterscheiden, U_{ET_k} und $U_{ET_{K+1}}$ die entsprechenden Eingangsspannungen und U_g die Eingangsspannung des ADU bedeuten.

Der Fehler der sich über lineare Interpolation auf einem Intervall von 1°C, im ganzen 0°...170°C Meßbereich, ergibt ist kleiner als 0,04 %. Er kann also vernachlässigt werden. Falls man ihn doch einbezieht, überschreitet der Meßmittelwertfehler nicht 0,358 %.

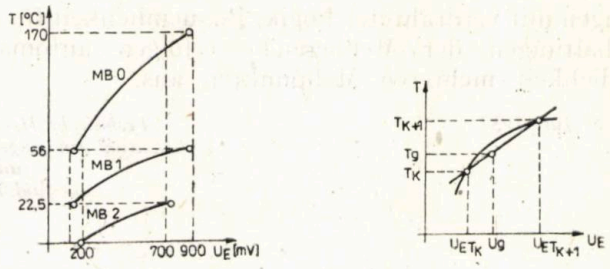


Abb. 2

Das prinzipielle Flußdiagramm der Bearbeitungen wiedergibt die Abb. 3. Es ist eine gewöhnliche Struktur für eine in periodischen Unterbrechungen Arbeitsweise: es enthält also ein Initialisierungsabschnitt,

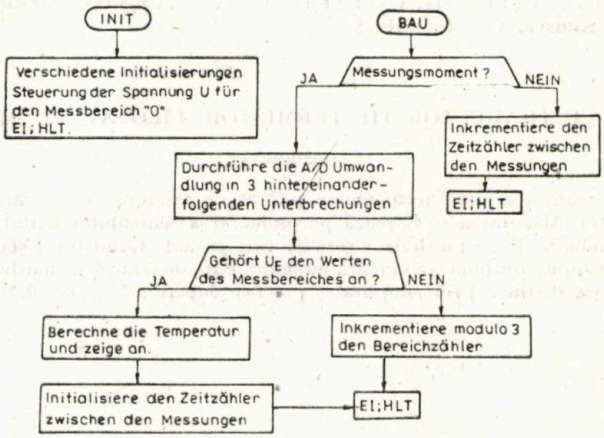


Abb. 3

(INIT) und ein Bedienungsabschnitt der Unterbrechungen, (BAU). Die Details des A—D Umwandlungsverfahrens sind näher in [1] beschrieben.

Eine langsame Änderung der Temperatur, die der Antwortzeit des Thermistors von etwa 7 Sek. entspricht wird angenommen. Infolgedessen finden die Messungen der Temperatur und die Anzeigen in Zwischenzeiten von dieser Größenordnung statt.

Um die Genauigkeit der Berechnungen zu erhöhen, erfolgen die Bearbeitungen auf 16 Bits. Zu diesem Zweck verwendet man einen Skalenfaktor um die von dem ADU gewonnene Zahl auf 16 Bits auszudrücken.

5. Schlussfolgerungen

Das beschriebene Thermistorthermometer wurde im Vergleich mit einem Normalthermometer geprüft und bewies die vorgenommenen Leistungen — Genauigkeitsklasse 0,5.

Die mikroprozessorgesteuerte Variante zeichnet sich durch einfaches Hardware, höhere Genauigkeit in einem breiten Meßbereich als die

Verwirklichungen mit verdrahteter Logik, Bequemlichkeit für den Anwender — die Umschaltungen der Meßbereiche erfolgen automatisch — Überwachungsmöglichkeit mehreren Meßpunkten aus.

Eingegangen am 1. Juli 1987

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für angewandte Elektronik
und
Lehrstuhl für Physik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Antonescu M., Antonescu I., *Mikroprozessorgesteuertes System für die Sortierung der Thermistoren mit derselben Kennlinie.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXIV (XXXVIII)**, *1—4*, s. III (1988).
2. Bodea M., Vătăşescu A., *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare.* Vol. **IV**, Ed. Tehn., Bucureşti, 1985.
3. Larsen D. G., Titus J. A., Titus C. A., *8080/8085 Software Design.* Howard W. Sams a. Co., Inc., 1978.

TERMOMETRU CU TRADUCTOR TIP TERMISTOR, PILOTAT CU MICROPROCESOR

(Rezumat)

Se descrie realizarea unui termometru pilotat cu microprocesor, care foloseşte ca traductor un termistor. Măsurarea se bazează pe prelucrarea semnalului digital obţinut prin conversia tensiunii preluate de pe un divizor rezistiv care include termistorul şi care este alimentat de la o sursă de tensiune continuă comandată numeric. Faţă de realizările hardware convenţionale, varianta propusă se distinge prin simplitate, precizie superioară (clasă 0,5), comutarea automată a gamelor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.396.64

EXCESS INSERTION LOSS OF A COMBINER HYBRID

BY

IRINEI CASIAN-BOTEZ

1. In radio frequency amplifiers formed by effectively placing two transistors in parallel by using hybrid power combiners, there will be some phase and amplitude imbalance at the input ports when using the typical combiner techniques.

These phase and amplitude imbalance appears in an amplifier when only one of two paired power transistors is replaced. We derive an expression for excess combining loss for an 3 dB combiner hybrid. The output power for this combiner is :

$$P_{out} = \frac{P_{in}}{2}$$

and the voltage :

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{2};$$

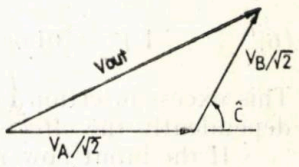


Fig. 1

V_{out} is the resultant of input voltages V_A and V_B, according to Fig. 1.

The equation for V_{out} is :

$$V_{out}^2 = \left(\frac{V_A}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{V_B}{\sqrt{2}}\right)^2 - \left(\frac{V_A}{\sqrt{2}}\right) \cdot \left(\frac{V_B}{\sqrt{2}}\right) \cos \hat{C} =$$

(1)

$$= \frac{1}{2}[V_A^2 + V_B^2 + 2V_A V_B \cos(180 - \hat{C})].$$

From (1), the resultant output voltage is shown to be composed of two voltages, V_A and V_B, plus an interference term which is equal to $2V_A V_B$ (if the phase imbalance is zero). When the phase imbalance is 90°, the interference is zero.

Now, we chose one input signal as the reference voltage and the coordinate system is normalized and centered on, so that :

$$V_{out}^2 = \frac{1}{2}\left[1 + \left(\frac{V_B}{V_A}\right)^2 + 2\left(\frac{V_B}{V_A}\right)\cos(180 - \hat{C})\right]. \quad (2)$$

The normalized output power is equal to the square of the rms voltage across the termination impedance Z :

$$(3) \qquad P_{out}=\frac{V_{out}^2}{2Z}=\frac{1}{4Z}\left[1+\left(\frac{V_B}{V_A}\right)^2+2\left(\frac{V_B}{V_A}\right)\cos(180-\hat{C})\right].$$

The total normalized input power to the hybrid combiner is :

$$(4) \qquad P_{in}=\frac{1}{2Z}\left[1+\left(\frac{V_B}{V_A}\right)^2\right].$$

Because hybrid combiner works matched at all ports, P_{in} represents the total available normalized input power.

The ratio of the output power to the total available normalized input one is :

$$(5) \qquad \frac{P_{out}}{P_{in}}=\frac{1+P_r+2\sqrt{P_r}\cos(180^\circ-\hat{C})}{2(1+P_r)}.$$

In (5), P_r represents the ratio :

$$P_r=\frac{P_B}{P_A}=\left(\frac{V_B}{V_A}\right)^2.$$

Also, in (5), we assume to be equal the input and output impedances. Excess Insertion Loss (I. L.) is :

$$(6) \qquad \text{I.L.}=10\text{Log}_{10}\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right)=10\ \text{Log}_{10}\left[0.5+\frac{\sqrt{P_r}}{1+P_r}\cos(180-\hat{C})\right].$$

This excess insertion loss also may be broken into two terms to study independently the effects of amplitude and phase imbalance.

If the input powers are exactly equal but the phase angles differ, then I.L. for phase imbalance is :

$$(7) \qquad \text{I.L.}(\hat{C})=10\ \text{Log}_{10}\left[0.5+\frac{1}{2}\cos(180-\hat{C})\right], \quad [\text{dB}].$$

If the two input powers of a hybrid have equal phase angles but unequal amplitudes, the equation for I.L. due to amplitude imbalance is :

$$(8) \qquad \text{I.L.}(P_r)=10\ \text{Log}_{10}\left(0.5+\frac{\sqrt{P_r}}{1+P_r}\right), \quad [\text{dB}].$$

Considering I.L., the output power of an amplifier with imbalanced combiner is :

$$(9) \qquad P_{out}=P_A+P_B-\text{I.L.}, \quad [\text{dB}].$$

Received, June 9, 1987

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Applied Electronics

PIERDERILE DE INSERŢIE SUPLIMENTARE ALE UNUI CUPLOR HIBRID

(Rezumat)

Se analizează pierderile suplimentare datorate abaterii de la relaţiile ideale de fază şi amplitudine ale semnalelor care se aplică unui cuplor hibrid. Se determină o expresie analitică pentru aceste pierderi în cazul cuplorului de 3 dB.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621—52

CONDITIONS OF TEMPORAL INVARIABILITY IN LINEAR AUTOMATIC CONTROL

BY

LEOPOLD SEBASTIAN and SIMONA CABA

1. Introduction

An automatic control system (ACS) in wich the input remains invariant in time, keeps the output to a constant value as depending on the characteristics of the controller only in the stationary state.

We can determine the supplementary conditions that the system must fulfill so that its output remains invariant in time, including the transient states, independent w.r.t. the action of the stochastic disturbances.

In this paper we deal with this problem applied to the ACS of the speed of a direct current motor controlled by the voltage applied to the excitation circuit.

2. The Condition of Invariability of the Outputs in a Multivariable Linear ACS

We consider a linear multivariable with output feedback ACS, having the basical structure represented in Fig. 1, in wich FS represents the fixed side of the system, and MACD the multivariable automatic control device.

FS is characterised by m outputs, p inputs and f disturbances. MACD has r inputs. When the action of all disturbances is zero (during light running), FS is characterised by the equation :

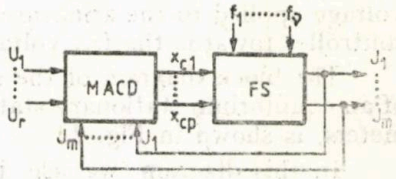


Fig. 1

$$Y_g(s)=Z_{FC}(s)X_c(s), \tag{1}$$

in wich $Z_{FC}(s)$ is the transfer matrix of the fixed side, depending on its command, with the dimension $m \times p$.

The transfer matrix of the same side, depending on the disturbances $Z_{Ff}(s)$, is defined by the relation :

$$Y'(s)=Z_{Ff}(s)F(s). \tag{2}$$

The system is linear, so that :

$$Y(s)=Y_g(s)+Y'(s)=Z_{FC}(s)X_c(s)+Z_{Ff}(s)F(s). \tag{3}$$

For MACD we consider the relation :

$$X_e(s)=Z_{Ru}(s)U(s)-Z_{Ry}(s)Y(s), \tag{4}$$

where $Z_{Ru}(s)$ and $Z_{Ry}(s)$ are the transfer matrix of MACD which depend on its inputs, respectively on $y_1,...,y_m$ feedbacks.

Changing in (3) $X_c(s)$ with the expression given by (4) we obtain :

$$[I+Z_{Fc}(s)Z_{Ry}(s)]Y(s)=Z_{Fc}(s)Z_{Ru}(s)U(s)+Z_{Ff}(s)F(s). \tag{5}$$

In (5), I is the unity matrix of dimension $m \times m$. From (5) it results :

$$Y(s)=[I+Z_{Fc}(s)Z_{Ry}(s)]^{-1}[Z_{Fc}(s)Z_{Ru}(s)U(s)+Z_{Ff}(s)F(s)]. \tag{6}$$

If we consider a stationary state defined by the invariant vector $Y_0=$ $=$ const., then the relation (6), written in errors towards this regime, becomes :

$$\Delta Y(s)=[I+Z_{Fc}(s)Z_{Ry}(s)]^{-1}[Z_{Fc}(s)Z_{Ru}(s)\Delta U(s)+Z_{Ff}(s)\Delta F(s)]. \tag{7}$$

The invariant condition of the Y vector is $\Delta Y(s)=0$, respectively :

$$Z_{Fc}(s)Z_{Ru}(s)\Delta U(s)+Z_{Ff}(s)\Delta F(s)=0, \tag{8}$$

where $Z_{Fc}(s)Z_{Ru}(s)$ is a matrix of dimension $m \times r$.

If $m=r$, then (8) becomes :

$$\Delta U(s)=-[Z_{Fc}(s)Z_{Ru}(s)]^{-1}Z_{Ff}(s)\Delta F(s). \tag{9}$$

This relation demonstrates that in view to assure the invariability of the Y vector, the errors of the inputs w.r.t. their reference values must to vary, according to relation (9), depending on the errors of the disturbances.

3. Exemple of Invariability

We consider an ACS of the speed of a direct current motor with constant voltage applied to the armature circuit (U_A=const.) and the action of the controller towards the U_{ex} voltage applied to the excitation circuit.

The block diagram of the system for the linearised motor in vecinity of an equilibrium stationary state, written with the „0" index for these parameters, is shown in Fig. 2.

In this diagram we use the following symbols : R_a, L_a and R_{ex}, L_{ex} — the resistance and the reactance of the armature respectively of the excitation windings ; k_e, k_m and k_f — the coefficients in the expressions of the counter electromotive force ($E=k_e\Phi\omega$), of the electromagnetic torque developped by the motor on the driving shaft ($M_m=k_m\Phi I$), and respectively of the load viscous friction torque ($M_{fv}=k_{fv}\omega$) ; Φ, I and ω — the exciting flow, the current in the armature circuit and the angular speed of the motor ; k_1 — the proportionality constant between the exciting flow and the current in the excitation circuit ($\Phi=k_1 i_{ex}$), considered for the point arround which

linearisation was made; J and M_r — the inertia moment of the rotor of the motor and the load torque of the drive system; k_T — the constant of the speed voltage generator; $W_{reg}(s)$ — the transfer function of the controller.

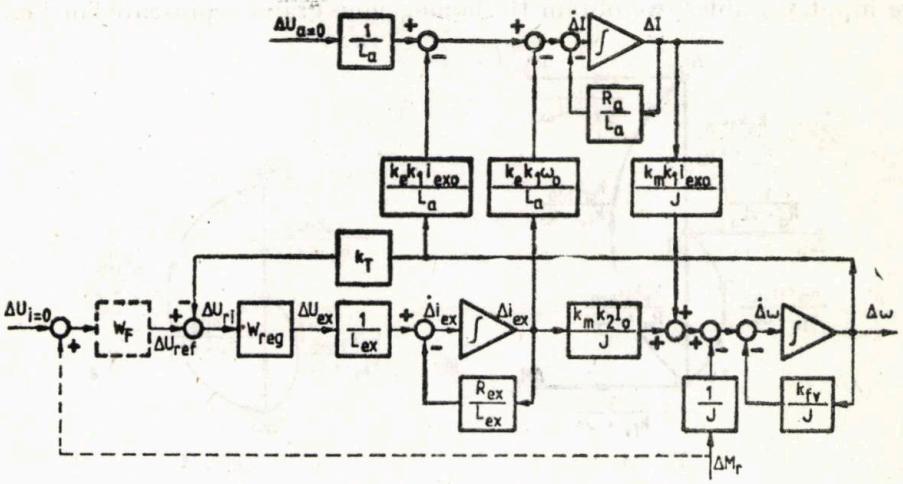


Fig. 2

In order to determine the invariability condition of the speed of the direct current motor, controlled by the voltage applied to the excitation circuit, it is necessary to determine the $Z_{Pf}(s)$, $Z_{Fe}(s)$ and $Z_{Ru}(s)$ matrix, which in this case become transfer functions.

The mathematical model, deduced on the bases of the block diagram represented im Fig. 2, is :

$$(10)\quad \begin{cases} \Delta i = -\dfrac{R_a}{L_a}\Delta I - \dfrac{k_e k_1 \omega_{10}}{L_a}\Delta i_{ex} - \dfrac{k_e k_1 i_{ex_0}}{L_a}\Delta\omega + \dfrac{1}{L_a}\Delta U_a, \\ \Delta i_{ex} = -\dfrac{R_{ex}}{L_{ex}}\Delta i_{ex} + \dfrac{1}{L_{ex}}\Delta U_{ex}, \\ \Delta\dot{\omega} = \dfrac{k_m k_1 i_{ex_0}}{J}\Delta I + \dfrac{k_m k_1 I_0}{J}\Delta i_{ex} - \dfrac{k_{fv}}{J}\Delta\omega - \dfrac{1}{J}\Delta M_r. \end{cases}$$

Using the $s = d/dt$ operator, the system (10) becomes :

$$(11)\quad \begin{cases} \Delta I = \dfrac{1}{R_a + L_a s}\Delta U_a - \dfrac{k_e k_1 i_{ex_0}}{R_a + L_a s}\Delta\omega - \dfrac{k_e k_1 \omega_0}{R_a + L_a s}\Delta i_{ex}, \\ \Delta i_{ex} = \dfrac{1}{R_{ex} + s L_{ex}}\Delta U_{ex}, \\ \Delta\omega = \dfrac{k_m k_1 i_{ex_0}}{k_{fv} + Js}\Delta I + \dfrac{k_m k_1 I_0}{k_{fv} + Js}\Delta I_{ex} - \dfrac{1}{k_{fv} + Js}\Delta M_r. \end{cases}$$

The corresponding graph of the system of Eqs. (11) is represented in Fig. 3.

In order to deduce the transfer functions, we apply the M a s o n's rule. By eliminating the ΔU_{ex}, ΔU_a, ΔM_r source nodes, wich correspond to the input variables, we obtain the homogenous graph represented in Fig. 4.

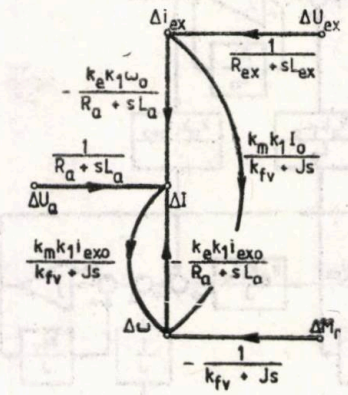


Fig. 3

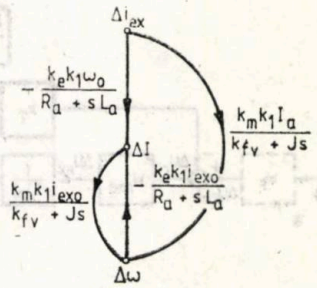


Fig. 4

The gain of the loop of the homogenous graph is :

$$T_b = -\frac{k_e k_m k_1^2 i_{ex_0}^2}{(R_a + L_a s)(k_{fv} + Js)}. \tag{12}$$

Considering $\Delta\omega$ as a test node, we obtain the path graphs, depicted in Fig. 5.

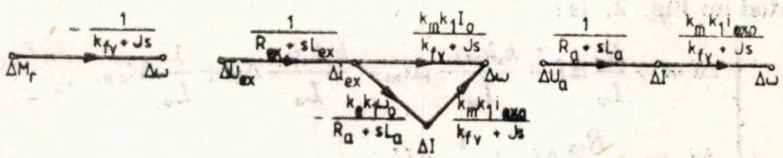


Fig. 5

The transfer function for the ΔM_r input variable is:

$$Z_{Ff}(s) = W_{Ff}(s) \triangleq \frac{\Delta\omega(s)}{\Delta Mr(s)} = -\frac{L_a s + R_a}{(L_a s + R_a)(k_{fv} + Js) + k_e k_m \Phi_0^2}. \tag{13}$$

If is considered ΔU_{ex} as the input variable we obtain the transfer function :

$$Z_{Fe}(s) = W_{fe}(s) \triangleq \frac{\Delta\omega(s)}{\Delta U_{ex}(s)} =$$

$$= k_m k_1 \frac{I_0 L_a s - (E_{a0} - I_0 R_a)}{(L_{ex} s + R_{ex})[(L_a s + R_a)(k_{fv} + Js) + k_e k_m \Phi_0^2]}, \tag{14}$$

where $E_{a0} = k_e \Phi_0 \omega_0 = k_e k_1 i_{exo} \omega_0$, with $E_{a0} - I_0 R_a > 0$.

For the stationary state we obtain :

$$\Delta\omega_s = -\frac{k_m k_1}{R_{ex}} \cdot \frac{E_{a0} - R_a I_0}{R_a k_{fv} + k_e k_m \Phi_0^2} \Delta U_{ex}. \tag{15}$$

We underline that for a positive error of the exciting voltage it results a negative one of the speed. It requires the action of the controller to be inversed.

The $Z_{Ru}(s)$ transfer matrix is, in fact, the transfer function of the controller :

$$Z_{Ru}(s) = W_{reg}(s) \triangleq \frac{U_{ex}(s)}{U_{rf}(s)}. \tag{16}$$

The condition for temporal invariability of the speed of the motor controlled by the exciting flow is, in these case :

$$k_m k_1 \frac{I_0 L_a s - (E_{a0} - I_0 R_a)}{(L_{ex} s + R_{ex})[(L_a s + R_a)(k_{fv} + Js) + k_e k_m \Phi_0^2]} W_{reg}(s) \Delta U_{ref}(s) - \tag{17}$$

$$- \frac{L_a s + R_a}{(L_a s + R_a)(k_{fv} + Js) + k_e k_m \Phi_0^2} \Delta M_r(s) = 0.$$

It results the following condition of invariability :

$$\Delta U_{ref}(s) = \frac{(L_a s + R_a)(L_{ex} s + R_{ex})}{k_m k_1 W_{reg}(s)[I_0 L_a s - (E_{a0} - I_0 R_a)]} \Delta M_r(s) = W_f(s) \Delta M_r(s). \tag{18}$$

In the block diagram represented in Fig. 2 the corresponding side of the last relation is represented by dotted rule.

4. Conclusions

As a conclusion, the transfer function may be practically succesfully used only if the polynome degree from the numerator of the transfer function of the controller is higher with at least one unity than the one of the polynome from the denominator.

For example it is necessary that :

$$W_{reg}(s) = -k_{reg} + T_{reg} s.$$

Such a transfer function is practically impossible. As a consequence, the temporal invariability of the motor speed can be practically only approximatively obtained in this way.

In stationary state, if the controller has not integrator component, the invariability of the speed is obtained if :

$$\Delta U_{ref\,s} = \frac{R_a R_{ex}}{k_m k_1 k_{reg} (E_{a0} - I_0 R_a)} \Delta M_{rs}.$$

and when the controller has integrator component we obtain :

$$\Delta U_{ref_s} = 0.$$

In this case, the invariability in stationary state is assured by the controller.

Received, February 23, 1988

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrical Utilisations and Automation

REFERENCES

1. Tchinaev P. I., *Systèmes auto-adaptifs—calcul et projet*, (trad. du russe). Dunod, Paris, 1966.
2. Sebastian L. *Teoria sistemelor şi reglaj automat*. Inst. polit., Iaşi, 1980.
3. Sebastian L., Caba S., *Mathematical Model in the State Space of the D. C. Electric Drive*. Proc. of the Fifth National Conf. on Electrical Drives, Jassy, May 16—17, 1986.

CONDIŢIILE INVARIANŢEI ÎN TIMP ÎN SISTEMELE DE REGLARE AUTOMATĂ LINIARE

(Rezumat)

Se determină condiţiile care trebuie îndeplinite pentru a obţine invarianţa temporală a ieşirilor unui SRA liniar multivariabil. Ca exemplu se determină condiţia de invarianţă a vitezei unui motor de curent continuu, reglat prin acţiunea regulatorului asupra tensiunii de excitaţie. Se arată că cerinţele teoretice de invarianţă nu pot fi practic satisfăcute riguros decît în regim staţionar şi deci doar cu aproximaţie în regimuri dinamice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.314.261

BETRACHTUNGEN HINSICHTLICH DER VERWIRKLICHUNG EINES ELEKTROMECHANISCHEN KONVERTERS FÜR EINEN ELEKTROHYDRAULISCHEN VERSTÄRKER

VON

CRISTEA PAL und DOINA ZAMFIR

1. Einleitung

Die Überlegenheit der elektrohydraulischen Servomechanismen im Vergleich zu anderen Servomechanismen, ergibt sich aus der Tatsache, daß sie die spezifischen Charakteristiken der hydraulischen Ausrüstungen, ein sehr gutes Verhältnis Leistung/Maße und Schnelligkeit der Steuerungen, vereinen ; gleichzeitig erlauben sie die Verwirklichung einer Fernbedienung mittels elektrischer Signale.

Hieraus ergibt sich, daß in der Struktur eines jeden einen elektrohydraulischen Verstärker enthaltenen Servomechanismus die Anwesenheit eines Elements nötig ist, daß das elektrische Signal u_e in ein mechanisches Signal x, für die Steuerung des hydraulischen Leistungsteils — den sogenannten elektrohydraulischen Konverter — umwandelt.

Da er direkt in der Verarbeitung der Informationen impliziert ist, wird der elektromechanische Konverter die Höchstleistungen des gesamten Servomechanismus beeinflußen. Wir erwähnen einige der wichtigsten Forderungen einer solchen Vorrichtung, [1], [2] : es soll ein lineares Gesetz zwischen dem elektrischen Eintrittssignal u_e und dem mechanischen Ausgangssignal x gesichert sein ; sie soll mit einem Eintrittssignal von einem niederen energetischem Niveau gesteuert werden können ; sie soll ein möglichst breites Frequenzband besitzen ; es soll die Trennung des Elektro-Teils von der Arbeitsflüßigkeit des hydraulischen Teils gestattet sein ; sie soll kleine Abmeßungen haben.

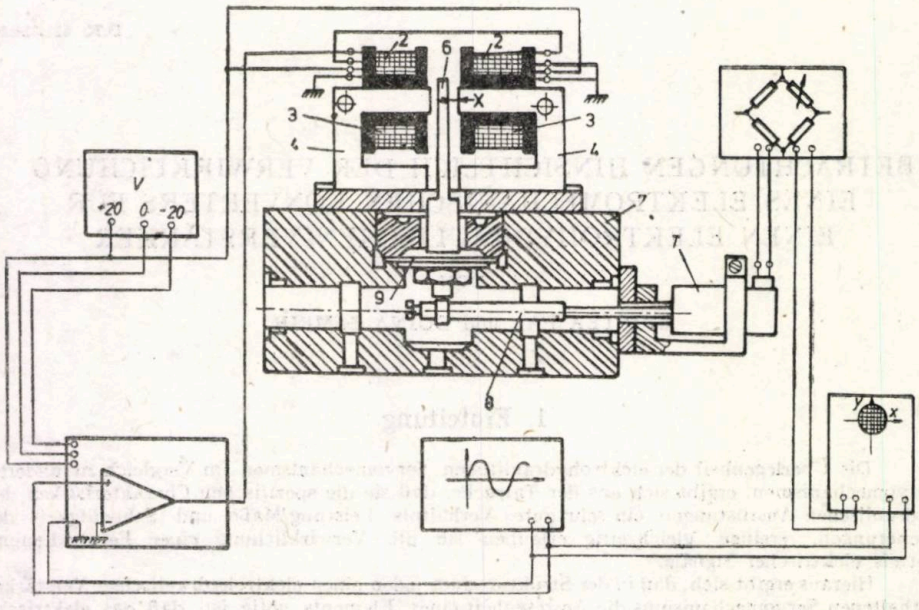
Die von verschiedenen Erbauern der elektrohydraulischen Verstärker, [3], [4], adoptierten Lösungen, verwenden den piezoelektrischen, magnetostriktiven, elektrodynamischen und elektromagnetischen Effekt innerhalb der elektromechanischen Konverter.

In der vorliegenden Arbeit werden Betrachtungen hinsichtlich der Gestaltung eines elektromechanischen Konverters, elektromagnetischen Typs, die Analyse des dynamischen Zustands und die verwirklichten experimentellen Versuche dargestellt.

2. Die Gestaltung des Konverters

Das konstruktive Schema des elektromechanischen Konverters sowie auch jenes der Bestimmung der Charakteristiken $u_e=f(u_i)$ und $x=f(u_i)$ ist in Abb. 1 dargestellt. Es besteht aus zwei symmetrischen magnetischen U-förmigen Schaltungen (*4*), mit quadratischem Querschnitt, auf denen zwei Spulen mit je zwei Wicklungen, und zwar zwecks Polarisierung (*3*)

und zwecks Steuerung (2) angeordnet sind. Der Magnetstrom wird im Oberteil der Armatur (6) geschloßen, die mit Hilfe der elastischen Membrane (9), die auch den elektrischen Teil von dem hydraulischen trennt, im Körper (7)



Fi8. 1

des elektrohydraulischen Verstärkers fixiert ist. Das untere Ende der Armatur bildet die Rückschlagklappe, die zwischen die entgegengesetzten Düsen eines Verstärkers mit doppelter Palette angeordnet ist ; die Düsen wurden in Abb. 1. durch die Stangen eines Komparators (8) ersetzt.

Die Polarisierungswicklungen bilden in den Eisenkernen zwischen den Polen des Magnetkreises und der Armatur zwei gleiche elektromagnetische, entgegengesetzte Kräfte, die die Armatur in einer Mittelstellung festhalten. Ein elektrisches Signal, i, in den Steuerwicklungen, führt zu einer zusätzlichen elektromagnetischen Kraft und somit zur Bewegung der Armatur aus der Gleichgewichtsstellung in der vom Steuerstrom bestimmten Richtung und auf einer beim Niveau der Palette gemeßenen Entfernung x, abhängig von der Größe des elektrischen Signals. Eigentlich dreht sich die Armatur mit einem Winkel α um das von der elastischen Membrane bestimmte Gelenk. Diese Drehung wird beim Niveau der Palette in die Bewegung x umgesetzt. Für kleine Winkel α und eine Länge l der Armatur, gemeßen vom Gelenk bis zu den Düsen ($l \gg x$), wird die Bewegung x als praktisch linear mit α betrachtet ($x = C_m \alpha$).

3. Die Dynamik des elektromechanischen Konverters

Für die Bestimmung der Funktionierungsgleichungen des elektromechanischen Konverters werden die seine Struktur bildende Schaltungen

in Betracht gezogen, und zwar zunächst der elektrische und dann der mechanische Kreis.

Die Gleichung des vom Verstärker (*1*) gespeisten Stromkreises hat die Form (Abb. 1) :

$$u_c = Ri + L\frac{di}{dt} + C_{e\alpha}\frac{d\alpha}{dt}, \tag{1}$$

worin : u_c—die Steuerspannung am Ausgang des Verstärkers ; i—der Strom in der Steuerwicklung; R—der gesamte Widerstand des Steuerstromkreises einschließlich der Widerstand der letzten Etage des Verstärkers ; L—die Induktanz der Steuerwicklung ; $C_{e\alpha}$—der Koeffizient der E.M.K, die durch die Drehung der Armatur mit der Geschwindigkeit $d\alpha/dt$ induziert wird.

Für den mechanischen Kreis können die Gleichungen der auf die Armatur wirkenden Momente geschrieben werden.

Das motorische Moment $M_{M\alpha}$ ist proportional mit dem Strom i :

$$M_M = C_{M_i} i. \tag{2}$$

Das Widerstandsmoment M_α, dank der elastischen Membrane, ist proportional mit αfür kleine α-Werte u.z. :

$$M_\alpha = C_{M_\alpha}\alpha. \tag{3}$$

Das dynamische Moment ist :

$$M_d = J\frac{d^2\alpha}{dt^2}, \tag{4}$$

wo J das Trägheitsmoment der Armatur darstellt.

Das Moment M_v, dank der Viskositätsreibung, ist proportional mit der Drehgeschwindigkeit der Armatur :

$$M_v = C_{M_v}\frac{d\alpha}{dt}. \tag{5}$$

Das Moment M_{ext}, der äußeren auf die Palette wirkenden Kräfte, wird hauptsächlich von den hydrodynamischen Kräften der Arbeitsströme aus den Düsen bestimmt.

Die Gleichgewichtsgleichung der Momente ist folgende :

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + C_{M_v}\frac{d\alpha}{dt} + C_{M_\alpha}\alpha = C_{M_i} i — M_{ext}. \tag{6}$$

Die Beziehungen (1) ... (6) bilden das Gleichungssystem des elektromechanischen Konverters, das unter operationelle form, wie folgt, geschrieben werden kann :

$$(R+Ls)I = U_c — C_{e\alpha}\alpha s, \quad (Js^2 + C_{M_v}s + C_{M_\alpha})\alpha = C_{M_i} I — M_{ext}. \tag{7}$$

Das System (7) kann man schreiben :

$$(8)\quad \begin{cases} I=(U_c-C_{e\alpha}\alpha s)\,\dfrac{1/R}{T_e s+1}, \\ \alpha=(C_{M_i}I-M_{ext})\,\dfrac{1/C_{M_\alpha}}{T_M^2 s^2+2\xi T_M s+1}, \end{cases}$$

wo : $T_e=L/R$ — die elektrische Zeitkonstante ; $T_M=J/C_{M_\alpha}$ — die mechanische Zeitkonstante ; $\xi=C_{M_v}/2\sqrt{JC_{M_\alpha}}$ — der Amortisierungsfaktor.

Das Blockschema entsprechend dem System (8) ist in der Abb. 2 repräsentiert.

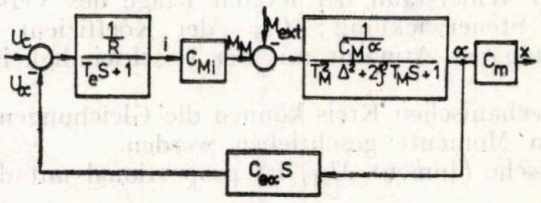


Fig. 2

4. Experimentelle Versuche

Der verwirklichte Konverter wurde einigen experimentellen Versuchen unterworfen, um eine Reihe von Höchstleistungen in statischem und dynamischem Zustand hervorzuheben.

Das Schema aus der Abb. 1 dient zur Bestimmung der Charakteristiken $u_c=f(u_i)$ des Verstärkers (*1*) und $x=f(u_i)$ des Konverters. Diese Parameter sind in Abb. 3 dargestellt.

Abb. 4 stellt die Charakteristik Amplitude — Frequenz dar, aufgezeichnet für den ungespeisten Hydraulikkreiskurve (*1*) und für den Fall der Speisung des Kreiseskurve (*2*).

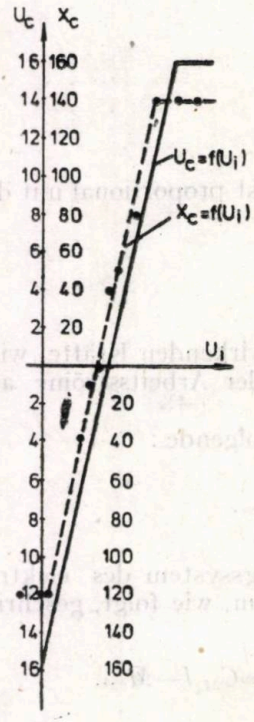


Fig. 3

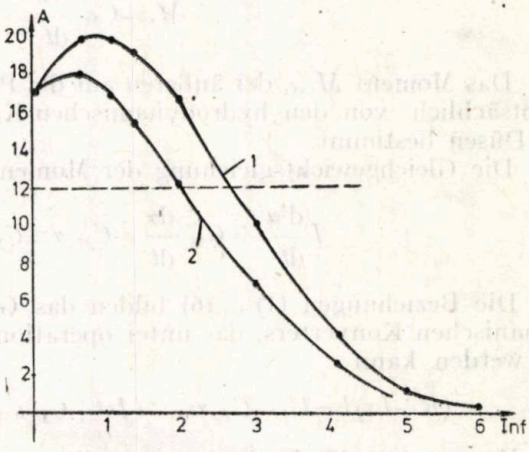


Fig. 4

5. Schlussfolgerungen

Innerhalb der Variationsbreite der Spannung (0 ... 7 V) ist die Ausgangsspannung u_e des Verstärkers perfekt geradlinig ; auch die Charakteristik $x=f(u_i)$ ist ausreichend linear.

Die Asymmetrie der Charakteristik $x=f(u_i)$ ist jene in der Konstruktion und Montage des Magnetkreises des Konverters zu verdanken.

Es wird das Vorhandensein einer Resonanzzone um den Wert von 3 Hz festgestellt ; bei Frequenzen größer als 200 Hz reagiert der Konverter nicht mehr.

Praktisch liegt die Frequenzbreite, innerhalb derer der Konverter gesteuert werden kann, zwischen 0 und 20 Hz.

Im Falle der Speisung des Hydraulikkreises kann eine Verschiebung der Resonanzfrequenz zu kleineren Werten festgestellt werden, begleitet von einer Verminderung des Maximum der Resonanzamplitude.

Hieraus ergibt sich eine bessere Amortisierung des Konverters, die aber sein Reagierungsvermögen bei größeren Frequenzen herabsetzt.

Eine Verbesserung der Frequenzcharakteristik kann durch eine entsprechende Bearbeitung des elektrischen Steuersignals erreicht werden.

Eingegangen am 22. November 1988

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Automatisierungen und
Elektroanwendungen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Mazilu I., Marin V., *Sisteme hidraulice automate*. Ed. Acad. RSR, Buc., 1982, 133 – 140.
2. Oprean A. u. a., *Acţionări şi automatizări hidraulice*. Ed. Tehn., Buc., 1983, 283 – 291.
3. Чупраков Ю. И., *Электрогидравлические усилители*. Автомобильно-дорожный Институт, Москва, 1975, 13—29, 41—45.
4. Merrit E. H., *Hydraulic Control Systeme*. New York, 1967, 174 – 194.

CONSIDERAŢII PRIVIND REALIZAREA UNUI CONVERTOR ELECTROMECANIC PENTRU UN AMPLIFICATOR ELECTROHIDRAULIC

(Rezumat)

Se prezintă cîteva consideraţii privind realizarea unui convertor electromecanic de tip electromagnetic pentru un amplificator electrohidraulic. Corespunzător soluţiei constructive adoptate se analizează regimul dinamic şi se supune dispozitivul unor încercări experimentale pentru a pune în evidenţă performanţele convertorului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX). Fasc. 1—2, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3.018.7

L'ÉNERGIE ACTIVE HARMONIQUE FOURNIE AUX RÉSEAUX ÉLECTRIQUES DANS LE CAS DES RÉCEPTEURS NON-LINÉAIRES ALIMENTÉS PAR UNE STATION ÉLECTRIQUE INDUSTRIELLE

PAR

ILIE POPESCU, D. BĂRBULESCU et IUSTINA ZAHARIA

1. Introduction

Il est bien connu que les puissances actives et réactives dans les réseaux linéaires qui fonctionnent en régime déformant se conservent [1], [2]. D'habitude, on considère le récepteur non-linéaire comme source d'harmoniques de courant qui fournit de la puissance et de l'énergie harmonique [3]. Il est bien possible de les déterminer par calcul en étudiant la circulation des courants harmoniques dans les réseaux auxquelles sont branchés les récepteurs non-linéaires [4].

L'analyse effectuée ci-dessous a pour but le calcul exact des puissances et des énergies actives harmoniques dans le cas d'un récepteur de grande puissance alimenté par une station industrielle.

2. Sur la circulation des puissances actives harmoniques

Dans le schéma électrique (Fig. 1), le récepteur non-linéaire EN est connecté, par l'intermédiaire d'un transformateur T, aux barres collectrices de la station industrielle de grande puissance. Une batterie de condensateurs BC, utilisée pour l'amélioration du facteur de puissance, y est branchée aussi. Par suite de la présence de l'élément non-linéaire, les courants et les tensions à la barre collectrice ne sont pas sinusoïdaux.

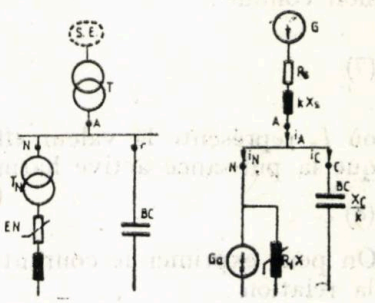


Fig. 1

On constate que les facteurs de distorsion des courants sont toujours plus grands que ceux de la tension (les cas de résonance harmonique font exception). C'est ainsi que les puissances actives harmoniques ont des valeurs plus petites que celles dûes à la fondamentale (en général celles-ci représentent des fractions de la puissance fondamentale). Dans chaque section du réseau électrique les puissances harmoniques et la puissance fondamentale coexistent, ce qui rend très difficile leur détermination séparément.

Dans les réseaux électriques linéaires, les puissances actives fondamentales et harmoniques se conservent [1]. C'est ainsi que la puissance active totale, P, d'une section de réseau (Fig. 1 *b*), résulte de la superposition de la puissance active P_1 et des puissances harmoniques P_k :

$$P = P_1 \pm \sum_{k=2}^{\infty} P_k. \tag{1}$$

On définit la puissance harmonique totale P_a comme somme des puissances actives harmoniques :

$$P_a = \sum_{k=2}^{\infty} P_k \tag{2}$$

en obtenant la relation :

$$P = P_1 \pm P_a. \tag{3}$$

Le composant continu n'intervient pas dans l'expression de la puissance totale, P, compte tenu que les générateurs sont connectés au réseau par l'intermédiaire des transformateurs (Fig. 1).

Si l'on utilise la relation (3), les puissances actives dans les sections A, N, C sont de la forme :

$$P_A = P_{A1} - P_{Aa},\ P_N = P_{N1} - P_{Na},\ P_C = 0\ ; \tag{4}$$

$$P_A = P_N + P_C = P_N. \tag{5}$$

On obtient :

$$P_{A1} = P_{N1},\ P_{Aa} = P_{Na}. \tag{6}$$

La puissance active P_{Na} fournie par le générateur d'harmoniques G_a est transmise intégralement au réseau par le point A de mesure (P_{Aa}) et se dissipe dans le réseau.

La valeur efficace du courant harmonique I_a est définie par l'expression connue :

$$I_a = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}, \tag{7}$$

où I_k représente la valeur efficace de l'harmonique de rang k. C'est ainsi que la puissance active harmonique P_{Aa} devient :

$$P_{Aa} = 3R_s I_{Aa}^2. \tag{8}$$

On peut exprimer le courant harmonique I_{Aa} à l'aide du courant I_{Na} par la relation :

$$I_{Aa} = \alpha I_{Na}, \tag{9}$$

où α représente le rapport entre le courant harmonique I_{Aa} qui circule dans le réseau et le courant harmonique I_{Na} généré par l'élément déformant. La puissance active harmonique devient alors :

(10) $$P_{Aa}=3R_s\alpha^2I_{Na}^2.$$

Les valeurs efficaces des courants harmoniques dépendent des valeurs efficaces totales des courants et de leurs facteurs de distorsion, à savoir :

(11) $$I_{Aa}=k_{iA}I_A,\quad I_{Na}=k_{iN}I_N,\quad I_{Ca}=k_{iC}I_C.$$

On peut exprimer les courants fondamentaux à l'aide des mêmes grandeurs (k_i, I), à savoir :

(12) $$I_{A1}=I_A\sqrt{1-k_{iA}^2},\quad I_{N1}=I_N\sqrt{1-k_{iN}^2},\quad I_{C1}=I_C\sqrt{1-k_{iC}^2}.$$

Si l'on utilise les relations (8) et (11) la puissance active devient :

(13) $$P_{Aa}=3R_sk_{iA}^2I_A^2=3R_s\alpha^2k_{iN}^2I_N^2.$$

La relation (13) permet le calcul de la puissance active harmonique P_{Aa} fournie au réseau par le récepteur non-linéaire.

3. La détermination de l'énergie active harmonique

L'expression de l'énergie active harmonique fournie au réseau dans la section A et dans l'intervalle de temps t, est donnée par :

(14) $$W_{Aa}=\int_0^t P_{Aa}\,\mathrm{d}t.$$

Si l'on utilise la relation (13) l'énergie active devient :

(15) $$W_{Aa}=3R_s\int_0^t k_{iA}^2I_A^2\,\mathrm{d}t=3R_s\int_0^t \alpha^2k_{iN}^2I_N^2\,\mathrm{d}t.$$

En pratique il est possible de rencontrer les situations ci-dessous :

a) *Le récepteur non-linéaire fonctionne à charge constante.* Si la valeur efficace du courant I_N et son facteur de distorsion k_{iN} restent constants dans l'intervalle de temps t, tandis que la capacité de la batterie de condensateurs est aussi constante (α = const.), alors :

(16) $$I_N=\text{const.},\quad k_{iN}=\text{const.},\quad \alpha=\text{const.}$$

L'utilisation des relations (9) et (11) conduit à

(17) $$I_A=\text{const.},\quad k_{iA}=\text{const.}$$

Dans ce cas l'énergie active harmonique devient :

(18) $$W_{Aa}=3R_sk_{iA}^2I_A^2t.$$

b) *La charge du récepteur non-linéaire est variable.* I_A et k_{iA} sont variables mais satisfont à la condition

(19) $$k_{is}I_A = \alpha k_{iN}I_N = \text{const.}$$

Dans cette situation on peut calculer l'énergie active harmonique W_{Aa} à l'aide de la relation (18).

c) *La charge du récepteur non-linéaire est constante mais l'allure du courant i_N se modifie en fonction du temps.* Dans ce cas on peut écrire les relations :

(20) $$I_N = \text{const.},\ k_{iN} = \text{var.},\ \alpha = \text{const.}$$

et par conséquent :

(21) $$I_A = \text{const.},\ k_{iA} = \text{var.}$$

L'énergie active harmonique a donc l'expression :

(22) $$W_{Aa} = 3R_s I_A^2 \int_0^t k_{iA}^2\, dt.$$

Pour déterminer l'énergie W_{Aa} sont possibles les procédés suivants :
1. La solution, par des méthodes numériques, à l'aide d'un calculateur.

2. L'utilisation de la relation approximative :

(23) $$W_{Aa} = 3R_s I_A^2 \sum_{k=1}^{n} k_{iA_j}^2\ \Delta t_j,$$

où k_{iA_j} est le facteur de distorsion du courant i_A dans l'intervalle de temps t et dont la valeur reste constante.

3. L'utilisation de la relation approximative :

(24) $$W_{Aa} = 3R_s I_A^2 k_{iA\text{med}}^2 t,$$

où $k_{iA\text{med}}$ représente la valeur moyenne du facteur de distorsion k_{iA} dans l'intervalle de temps t. On peut la calculer avec la relation

(25) $$k_{iA\text{med}} = \frac{\sum_{k=1}^{n} k_{iA_j}}{n}$$

d) *Le récepteur non-linéaire fonctionne à charge variable,* avec :

(26) $$I_A = \text{var.},\ k_{iA} = \text{const.}$$

Dans ce cas l'expression de l'énergie active harmonique devient :

(27) $$W_{Aa} = 3R_s k_{iA}^2 \int_0^t I_A^2\, dt.$$

La valeur efficace du courant I_A a l'expression :

$$I_A^2 = \frac{S_A^2}{3U_A^2} = \frac{1}{3U^2}(P_A^2 + Q_A^2). \tag{28}$$

Donc, on peut calculer l'énergie active avec la relation :

$$W_{Aa} = R_s \frac{k_{iA}^2}{U^2}\left(\int_0^t P_A^2\,dt + \int_0^t Q_A^2\,dt\right). \tag{29}$$

Si l'on utilise les coefficients de forme k_{fP} et k_{fQ}, définis pour les courbes qui représentent la variation de la puissance active P_A et reactive Q_A dans le temps, l'expression de l'énergie W_{Aa} devient :

$$W_{Aa} = R_s \frac{k_{iA}^2}{U^2 t}(k_{fP}^2 W_A^2 + k_{fQ}^2 W_R^2). \tag{30}$$

W_A et W_R représentent les valeurs de l'énergie active et réactive enregistrées par les compteurs de mesure situés dans le point A, dans l'intervalle de temps t (jour, semaine, mois ou an).

e) *Le récepteur non-linéaire fonctionne à charge variable*, avec :

$$I_A = \text{var.}, \quad k_{iA} = \text{var.} \tag{31}$$

Ce sont possibles plusieurs situations à savoir :

e_1) *Le facteur de distorsion reste constant.* Dans ce cas

$$I_N = \text{var.}, \; k_{iN} = \text{const.}, \; \alpha = \text{const.} \tag{32}$$

On peut exprimer, dans ce cas, l'énergie W_{Aa} à l'aide de la relation :

$$W_{Aa} = 3R_s \alpha^2 k_{iN}^2 \int_0^t I_N^2\,dt. \tag{33}$$

Si le facteur de puissance du récepteur reste constant (la batterie de condensateurs étant déconnectée), $\cos\varphi_N = \text{const.}$, ou $Q_N/P_N = \text{const.}$, en résultant l'expression :

$$I_N = \frac{P_A}{\sqrt{3}U\cos\varphi_N}. \tag{34}$$

On calcule k_{iN} avec la relation :

$$k_{iN} = \frac{\sqrt{3}k_{iA}\,I_A}{\alpha P_A}\,U\cos\varphi_N \tag{35}$$

et on vérifie la condition $k_{iN} = \text{const.}$ (v. (32_2)) pour plusieurs régimes de fonctionnement. L'énergie avctive harmonique devient

$$W_{Aa} = R_s \alpha^2 \frac{k_{iN}^2}{U^2\cos^2\varphi_N}\int_0^t P_A^2\,dt. \tag{36}$$

Si l'on utilise le facteur de forme k_{fP}, on peut exprimer l'énergie active à l'aide de la relation :

$$W_{Aa} = \frac{R_s \alpha^2 k_{iN}^2 k_{fP}^2}{tU^2 \cos^2 \varphi_N} W_A^2 = kW_A^2. \tag{37}$$

e$_2$) *Le facteur de puissance est variable dans le même temps que la charge.* La valeur efficace du courant I_N est, dans ce cas :

$$I_N^2 = \frac{P_A^2}{3U^2 \cos^2 \varphi_N} = \frac{P_A^2}{3U^2}(1+\operatorname{tg}^2 \varphi_N), \tag{38}$$

où

$$\operatorname{tg} \varphi_N = \frac{Q_N}{P_N} = \frac{Q_A+Q_C}{P_A}. \tag{39}$$

Le courant I_N devient :

$$I_N^2 = \frac{1}{3U^2}[P_A^2+(Q_A+Q_C)^2]. \tag{40}$$

Pour déterminer l'énergie active on vérifie si le facteur de distorsion k_{iN} reste constant ou pas. La relation (41) permet le calcul de k_{iN}, en utilisant pour I_N la relation (40) à savoir :

$$k_{iN} = \frac{k_{iA} I_A}{\alpha I_N} = \text{const.} \tag{41}$$

Si k_{iN} ne varie pas, l'énergie active harmonique a l'expression :

$$W_{Aa} = R_s \alpha^2 \frac{k_{iN}^2}{U^2}\left[\int_0^t P_A^2 \, dt + \int_0^t (Q_A+Q_C)^2 \, dt\right], \tag{42}$$

ou

$$W_{Aa} = R_s \alpha^2 \frac{k_{iN}^2}{tU^2}(k_{fP}^2 W_a^2 + k_{fQ}^2 W_R^2 + 2W_C W_R + W_C^2), \tag{43}$$

où $W_C = Q_C t$ représente l'énergie fournie par la batterie de condensateurs dans l'intervalle de temps t.

e$_3$) *Les grandeurs k_{iA} et I_A sont variables d'une manière qui ne peut pas être située dans aucun des cas précedents.* On peut déterminer l'énergie harmonique W_{Aa} par voie expérimentale en utilisant la relation (15) ; on obtient

$$W_{Aa} \cong 3R_s \sum_{j=1}^{24} k_{iA_j}^2 I_{A_j}^2 \Delta t_j, \tag{44}$$

ou

$$W_{Aa} \cong 3R_s k_{iA\text{med}}^2 I_{A\text{med}}^2 t. \tag{45}$$

On détermine $k_{iA\text{med}}$ à l'aide de la relation :

$$k_{iAmed} = \frac{\sum_{j=1}^{n} k_{iA_j} I_{A_j}}{\sum_{j=1}^{n} I_{A_j}} \tag{46}$$

et I_{Amed}, qui représente la valeur moyenne du courant I_A dans l'intervalle de temps t, avec la relation :

$$I_{Amed} = \frac{W_A}{\sqrt{3}\, U \cos \varphi_{Amed} t}. \tag{47}$$

Il est possible de calculer l'énergie W_{Aa} par une autre relation approximative à savoir :

$$W_{Aa} \cong 3R_s (k_{iA} I_A)^2_{med} t, \tag{48}$$

où

$$(k_{iA} I_A)_{med} = \frac{\sum_{j=1}^{n} (k_{iA_j} I_{A_j})}{n}.$$

4. Remarques finales

La circulation des puissances actives totales et harmoniques, dans le cas d'un récepteur non-linéaire alimenté par une station industrielle de grande puissance, permet d'établir les expressions de l'énergie active harmonique fournie au réseau dans un intervalle de temps t, par le récepteur non-linéaire.

Les relations obtenues permettent le calcul de l'énergie active harmonique pour divers régimes de fonctionnement du récepteur non-linéaire et il est possible de déterminer, par des mesures usuelles, toutes les grandeurs qui y interviennent.

Reçue le 2 décembre 1987

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures et Machines Électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Țugulea A., *Considerații privind efectele energetice ale regimului deformant.* Energetica, **34**, *1*, 27—31 (1986).
2. Tschappu F., *Problèmes de la mesure exacte de l'énergie électrique dans le réseau lors de la présence d'harmoniques dans le courant.* Rev. Landis & Gyr, 28, 2, 8—15 (1981).
3. Antoniu I. S., Gafencu M., *Les puissances dans un système triphasé fonctionnant en régime déformant.* Rev. Roum. Sci. Techn., Électrot. et Énerg., **22**, *4*, 519—530 (1976).
4. Popescu I. et collab., *Asupra determinării puterii și energiei armonice active disipate în rețele electrice neramificate care alimentează receptoare neliniare.* Energetica, *2*, 81—84 (1988).
5. Grotzbach M., von Lutz, *Evaluation of Converter Harmonics in Power Systems by a Direct and Analytically Based State Variable Approach.* Europ. Conf. on Power Electronics, Brussels, Proc., Vol. 1, S. 2, 153—158 (1985).

ENERGIA ACTIVĂ TRANSMISĂ PE ARMONICI ÎN REȚEAUA ELECTRICĂ CARE ALIMENTEAZĂ RECEPTOARE NELINIARE PRINTR-O STAȚIE ELECTRICĂ DE TIP RACORD ADÎNC

(Rezumat)

Se analizează circulația puterii și energiei active transmise, pe armonici, în rețelele electrice care alimentează receptoare neliniare, în prezența bateriilor de condensatoare utilizate pentru ameliorarea factorului de putere. Se stabilesc relații de calcul ale puterii și energiei active armonice ținînd seama de regimurile de încărcare frecvent întîlnite în exploatare.

ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 1—2, 1989
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.316.11

SUR LES POSSIBILITÉS D'UTILISATION DE LA MATRICE JACOBIENNE

PAR

GH. CĂRŢINĂ

1. Introduction

Depuis sa découverte, en 1968 [1], la méthode du gradient réduit a été utilisée de plus en plus dans la solution des problèmes de répartition optimale des puissances actives entre les centrales électriques. En passant de l'itération (k) à la suivante ($k+1$), la méthode du gradient implique la nécessité de satisfaire un sous-ensemble de restrictions et mène à la réduction du nombre des variables de la fonction objectif. L'élément principal de la méthode du gradient réduit est constitué par l'utilisation de la matrice Jacobienne et c'est le raison pour laquelle la méthode respective s'appele encore la méthode de la matrice Jacobienne.

Dans ce qui suit on présente une autre démonstration pour l'expression de calcul des facteurs de pénalité et quelques utilisations intéressantes de la matrice Jacobienne (la détermination des pertes d'énergie pour un réseau électrique dans une période de temps donnée, l'optimisation de la circulation des puissances réactives, etc.).

2. Calcul des facteurs de pénalité

Les valeurs des facteurs de pénalité sont nécessaires pour la considération de l'influence du réseau de transport sur la répartition optimale des puissances actives entre les centrales électriques. Dans ce cas la condition d'optimum a pour expression (si les restrictions de limite de puissance sont passives) ;

$$L_i = \frac{\partial C}{\partial P_i} = \frac{1}{\beta_i} \cdot \frac{\partial C}{\partial P_i} = \text{const.}, \tag{1}$$

où

$$L_i = \frac{1}{\beta_i} = \frac{1}{1 - \partial p / \partial P_i}, \quad (i = \overline{1, m}), \tag{2}$$

sont les facteurs de pénalité .

Usuellement, les coefficients β_i sont calculés à partir de l'expression des pertes de puissance active en fonction des coefficients B_i. Une voie plus directe est celle de l'utilisation de la matrice Jacobienne, comme il en résulte de ce qui suit.

Soit le problème d'optimisation

$$\min p = \min \sum_{i=1}^{n} P_i, \tag{3}$$

où : $i=1$—le noeud d'équilibre (générateur) ; $\overline{2,\ n}$—les noeuds générateurs ; $\overline{m+1,\ n}$—les noeuds récepteurs. Dans ce cas on a encore les relations :

$$\left.\begin{aligned} \Delta P_i = P_i(\theta,\ V) - P_i = 0,\ (i=\overline{2,\ n}), \quad (4)\\ \Delta Q_i = Q_i(\theta,\ V) - Q_i = 0,\ (i=\overline{m+1,\ n}, \quad (5)\end{aligned}\right\},\ g_i(\theta,\ V') = 0.$$

La différentielle de la fonction des pertes, $p(X,\ V')$ a pour expression :

$$\mathrm{d}p = \left(\frac{\partial p}{\partial X}\right)_t \mathrm{d}X + \left(\frac{\partial p}{\partial V'}\right)_t \mathrm{d}V', \tag{6}$$

où

$$V' = [\theta_2, \ldots, \theta_n, V_{m+1}, \ldots, V_n]_t, \tag{7}$$

$$X = [P_2, \ldots, P_n, Q_{m+1}, \ldots Q_n]_t. \tag{8}$$

À partir des relations (4) ... (6) on déduit successivement :

$$\left[\frac{\partial g}{\partial X}\right] \mathrm{d}X + \left[\frac{\partial g}{\partial V'}\right] \mathrm{d}V' = 0, \tag{9}$$

$$\mathrm{d}p = \left[\frac{\partial p}{\partial X}\right]_t \mathrm{d}X - \left[\frac{\partial p}{\partial V'}\right]\left[\frac{\partial g}{\partial V'}\right]^{-1}\left[\frac{\partial g}{\partial X}\right] \mathrm{d}X. \tag{10}$$

En considérant les relations (3) et (8), on trouve facilement :

$$\left[\frac{\partial p}{\partial X}\right] = \left[\begin{matrix}1\\ \cdots\\ 0\end{matrix}\right], \tag{11}$$

$$\left[\frac{\partial p}{\partial V'}\right] = \left[\frac{\partial P_1}{\partial V'}\right],\ P_2, \ldots, P_n = \text{const.}, \tag{12}$$

$$\left[\frac{\partial g}{\partial V'}\right] = [J] \text{—la matrice Jacobienne,} \tag{13}$$

$$\left[\frac{\partial g}{\partial X}\right] = -\left[\begin{array}{c|c}1 & 0\\ \hline 0 & 1\end{array}\right]. \tag{14}$$

Compte tenu de (11) ... (14), (10) devient

$$\left[\frac{\mathrm{d}p}{dX}\right] = \left[\begin{matrix}1\\ \cdots\\ 0\end{matrix}\right] + [J]_t^{-1}\left[\frac{\partial P_1}{\partial V'}\right] \tag{15}$$

où encore

$$\left[\begin{matrix}\beta\\ \cdots\\ \mu\end{matrix}\right] = \left[\begin{matrix}1\\ \cdots\\ 0\end{matrix}\right] - \left[\begin{matrix}\partial p/\partial P\\ \cdots\\ \partial p/\partial Q\end{matrix}\right] = -\left[\begin{array}{c|c}\partial P/\partial\theta & \partial P/\partial V\\ \hline \partial Q/\partial\theta & \partial Q/\partial V\end{array}\right]_t^{-1}\left[\begin{matrix}\partial P_1/\partial\theta\\ \cdots\\ \partial P_1/\partial V\end{matrix}\right]. \tag{16}$$

En utilisant la relation (16) il est possible de calculer par voie directe les facteurs de pénalité. La relation (16) est à préférer par rapport à celle trouvée dans la litératu e [2]

$$\frac{\partial p}{\partial X} = [J]_t^{-1}\left[\frac{\partial p}{\partial V'}\right] \tag{17}$$

du point de vue des calculs nécessaires à effectuer.

3. Calcul des pertes d'énergie

Pour un régime suffisammet proche par rapport à celui de référence, on peut calculer les pertes de puissance active avec la relation

$$p' = p + [J]_t^{-1} \left[\frac{\partial p}{\partial V'}\right] \Delta X, \tag{18}$$

où

$$\Delta X = [(P_2' - P_2), \ldots, (P_n' - P_n), (Q_{m+1}' - Q_{m+1}), \ldots, (Q_n' - Q_n)]_t. \tag{19}$$

En utilisant (18) pour une succession de k régimes horaires, les pertes de puissance respectives sont données, approximativement, par les relations suivantes ;

$$\begin{aligned} p^{(1)} &= p, \\ p^{(2)} &= p + [J]_t^{-1} \left[\frac{\partial p}{\partial V'}\right] \Delta X^{(2)}, \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ p^{(k)} &= p + [J]_t^{-1} \left[\frac{\partial p}{\partial V'}\right] \Delta X^{(k)}. \end{aligned} \tag{20}$$

Les pertes d'énergie pour la période correspondante sont alors

$$\Delta W = p^{(1)} + \cdots + p^{(k)} = k \left\{ p + [J]_t^{-1} \left[\frac{\partial p}{\partial V'}\right] \left[\frac{\overline{P} - P^{(1)}}{\overline{Q} - Q^{(1)}}\right] \right\}. \tag{21}$$

Si pour le régime de référence on choisit celui des puissances moyennes, $\overline{P} = P^{(1)}$, $\overline{Q} = Q^{(1)}$, $\Delta W = kp$. Les calculs ont montré que la précision de la relation (21) est située entre 92% et 98%.

4. Optimisation de la circulation des puissances réactives

Lors de l'optimisation de la circulation des puissances réactives on considère comme fonction objectif l'expression (3) des pertes de puissance, les conditions (4), (5) en représentant les restrictions du modèle d'optimisation. Dans cette situation on peut aborder le problème par deux manières différentes, selon qu'on considère comme variables d'optimisation les puissances réactives des récepteurs, respectivement, les tensions dans les noeuds générateurs.

Dans le premier cas, $p = p(Q_i)$, $(i = \overline{m+1, n})$, il en résulte

$$[\mu] = \left[\frac{\partial p}{\partial Q}\right] = + [J_2] \left[\frac{\partial P_1}{\partial V'}\right], \tag{22}$$

où $[J_2]$ est la sous matrice inférieure de la matrice $[J]_t^{-1}$.

Tableau 1

L'évolution de la puissance de compensation, Q^c, [MVAr] et de la tension des noeuds, V, [KV], dans le processus d'optimisation

Le numéro du noeud	$Q^{c(1)}$	$Q^{c(2)}$	$Q^{c(3)}$	$Q^{c(4)}$	$Q^{c(5)}$	$V^{(0)}$	$V^{(1)}$	$V^{(2)}$	$V^{(3)}$	$V^{(4)}$	$V^{(5)}$
1	0	0	0	0	0	116,668	117,548	117,774	117,859	117,802	117,775
2	0	0	0	0	0	116,404	117,287	117,513	117,598	117,541	117,514
3	0	0	0	0	0	116,549	117,430	117,656	117,741	117,684	117,658
4	0	0	0	0	0	116,421	117,209	117,408	117,473	117,422	117,394
5	0	0	0	0	0	116,415	117,151	117,353	117,433	117,418	117,411
6	1,886	2,242	2,065	1,514	1,105	111,955	114,785	115,415	115,531	115,168	114,962
7	1,990	2,382	2,229	1,689	1,306	111,742	114,682	115,336	115,456	115,081	114,869
8	1,500	1,500	1,339	0,784	1,372	111,724	114,681	115,338	115,461	115,085	114,874
9	2,039	2,452	2,314	1,777	1,383	111,663	114,655	115,322	115,451	115,077	114,868
10	3,747	5,356	6,749	7,628	8,681	110,086	113,966	114,929	115,306	115,085	115,062

Une fois déterminées les valeurs de μ_i, $(i=\overline{m+1,\ n})$, on peut utiliser la méthode du gradient conjugué dans la processus de minimisation des pertes de puissance active. Donc, en partant du régime $(P^{(0)}, Q^{(0)})$, la méthode du gradient conjugué modifie succesivement les puissances réactives dans les noeuds du réseau jusqu'à ce que les composants du gradient deviennent nulles [4] ;

$$\mu_i=0,\ (i=\overline{m+1,\ n}). \tag{23}$$

Le vecteur correspondant, $[Q^*]$, rend minima les pertes de puissance active et la différence $[Q^c]=[Q^{(0)}-Q^*]$ représente la puissance de compensation dans les noeuds du réseau. Généralement, le test d'optimalité est effectué par la vérification de la norme du gradient à chaque itération.

Dans le deuxième cas, compte tenu que les variables d'optimisation sont les tensions dans les noeuds générateurs, la fonction L a g r a n g e du modèle (3) ... (5) a pour expression :

$$\Phi=p(X,\ V')+\sum_{i=2}^{n}\beta_i(P_i(\theta,\ V)-P_i)+\sum_{i=m+1}^{n}\mu_i(Q_i(\theta,\ V)-Q_i), \tag{24}$$

dont les dérivées par rapport à $[V_g]=[V_1,\ldots,\ V_m]_t$ ont la forme générale:

$$\frac{\partial\Phi}{\partial V_j}=\frac{\partial P_1}{\partial V_j}+\sum_{i=2}^{n}\beta_i\frac{\partial P_i}{\partial V_j}+\sum_{i=m+1}^{n}\mu_i\frac{\partial Q_i}{\partial V_j},\ (j=\overline{1,\ m}). \tag{25}$$

Les valeurs des coefficients β_i et μ_i sont déterminées à partir de $\partial\Phi/\partial V'=0$. On constate que β_i et μ_i sont les mêmes que ceux de la relation (16). Dans ces conditions (25) devient,

$$\left[\frac{\partial\Phi}{\partial V_g}\right]=\left[\frac{\partial P_1}{\partial V_g}\right]-\left[\frac{\partial X}{\partial V_g}\right][J]_t^{-1}\left[\frac{\partial P_1}{\partial V'}\right]. \tag{26}$$

Afin de trouver l'optimum des pertes de puissance active, $p(V_g)$, à l'aide des composants du gradient réduit, $[\partial\Phi/\partial V_g]$, on peut suivre la même voie que dans le cas précédent $(p(Q))$.

Il est intéressant de souligner que dans l'optimisation de la circulation des puissances réactives, à partir de la deuxième itération on peut considérer les éléments de la matrice $[J]$ constants. En effet, pour un réseau 220/110 KV, avec 26 noeuds, comme on observe dans le Tableau 1, après la première itération les tensions dans les noeuds du réseau restent presque constantes. C'est une très grande simplification dans le processus de calcul, qui justifie l'utilisation de la matrice Jacobienne.

5. Conclusions

On peut utiliser effectivement la matrice Jacobienne dans un grand nombre d'applications ; parmi les plus importantes sont la répartition optimale des puissances actives entre les centrales électriques, l'optimisation de la circulation des puissances réactives, le calcul des pertes d'énergie active, etc.

Reçue le 1 février 1988

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Énergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Dommel H. V., Tinney W. P., *Optimal Power Flow Solutions*. IEEE Trans., **PAS-87**, *10*, 1866 – 1876 (1968).
2. Happ H. H., *Optimal Power Dispatch*, IEEE Trans, **PAS-93**, *3*, 820 – 831 (1974).
3. Alvarado F. L., *Penalty Factors from Newton's Method*. IEEE Trans., **PAS-97**, *6*, 2031–2038 (1978).
4. Cârţină Gh., *Minimisation des pertes de puissance active dans les réseaux à haute tension*. Bull. ASE/UCS, **76**, *13*, 746 – 749 (1985).

ASUPRA POSIBILITĂŢILOR DE UTILIZARE A MATRICEI JACOBIENE

(Rezumat)

Se prezintă modul de utilizare a matricei Jacobiene pentru determinarea pierderilor de energie, a factorilor de penalitate şi a optimizării circulaţiei puterilor reactive în reţelele complexe.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—2, 1989
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

RECENZII

BOOK REVIEWS РЕЦЕНЗИИ

YUEN C. K., BEAUCHAMP K. G., ROBINSON G. P. S., *Microprocessor Systems and their Application to Signal Processing.* Academic Press, Orlando-London, 1987, 313 pp.

The main purpose of this book is to introduce microprocessor systems to those readers interested in using this type of systems in digital signal processing applications.

The first part of the book, divided into six chapters, can be considered as a short course about microprocessors fundamentals, from an application viewpoint.

The second part, composed of three chapters, includes several examples of using microprocessor based systems in signal processing applications.

Firstly, the hardware and software structure of microprocessor systems is briefly outlined.

The next chapter presents digital electronic devices like basic logic gates, adders, decoders and multipliers. Also, the principles of Boolean algebra and simple sequential circuits like J—K flip-flop are introduced.

The third chapter develops the previously mentioned ideas. Thus, complex arithmetic modules like decimal addres, carry-look ahead adder and comparators are clearly presented. Also, sequential modules like shift registers, counters, sequential multipliers and floating point adders are included. Large-scale integration devices like memories and microprocessors are also mentioned.

The fourth chapter deals with microprocessor programming. After an overview of the most important types of 8 and 16 bit microprocessors on the market, the popular INTEL 8080 programming is largely presented. The main part of applications troughout the book are based on systems built around I 8080.

Due to its importance in signal acquisition, microprocessor input/output handling is largely discussed in the fifth chapter. In the beginning, simple I/O systems and simple I/O programming followed by complex interrupt systems developed around I 8080 are presented. Direct Memory Access systems and interfacing standards are also included.

The last chapter of the first part introduces the development systems for microprocessor systems like software developments aids (assemblers, high-level languages and operating systems) and hardware developments aids for design, test and debugg.

The seventh chapter discusses a few applications of microprocessors in signal processing. Firstly, the data logging, the earliest and most widely used application, is briefly discussed. In the following, the principles of the Fast Fourier Transform (FFT) and the FFT processors are introduced. A few alternatives of computing the correlation are also included. At the end, the main hardware and software features of a Programmable Signal Processor (PSP) are given.

The next chapters deals with Analog Digital (A/D) operations and digital filtering. The main parts of a signal acquisition/generation system, namely operational amplifiers, A/D and D/A converters, are firstly discussed. Then, the concept of an Analog I/O connection for the microprocesspr system is given. Digital Filtering through Infinite Impulse Response (IIR) and Finite Impulse Response (FIR) filters is presented at the end of the chapter.

The last chapter discusses two complex applications of signal processing, namely acoustic imaging and data logging of solar activity through radio wave absorbtion.

The book can be used as an introductory course in microprocessor systems and signal processing principles.

The covered theory is clearly presented and its understanding is greatly facilitated by the large class of included figures.

By using the book one can develop microprocessor systems for important signal processing applications like signal aquisition, digital filtering and spectral analysis.

Mircea Chelaru

COOPER G. R., McGILLEM D. C., *Probabilistic Methods of Signal and System Analysis.* Second Edition, Holt, Rinehart and Winston, New York, 1986, 408 pp.

This book is an introduction to probability theory, statistics, random processes, and the analysis of linear systems with random inputs

The theoretical ideas presented throughout the nine chapters of the book are supplemented by a large number of problems which are useful for a complete understanding of the text.

The material of the book can be used as an one-semester course for junior engineering students.

The first chapter is a brief introduction to probability. The elementary concepts of discrete probability are firstly presented from the intuitive standpoint of the relative frequency approach and then from the more rigorous standpoint of axiomatic probability.

The next chapter deals with the concept of random variables, distribution functions, density functions, mean values and moments. The Gaussian random variable, density functions related to Gaussian, conditional probability distributions and density functions are also presented.

The third chapter extends the random variable concept to several random variables and introduces the theory of the statistical independence, the correlation between random variables and the characteristic function.

The following chapter presents the basic ideas involved in statistics. The main part of this chapter is dedicated to sampling theory applied to statistical estimation. Also the theory of fitting smooth curves to experimental data and the linear regression are included.

The fifth chapter offers a general discussion of random processes and their classification. An important topic of this chapter is the measurement of the process parameters which is continued in subsequent chapters.

Correlation functions is the subject of the next chapter. The properties of autocorrelation and crosscorrelation functions as well as methods for their measurements are clearely exposed. Correlation matrices for sampled functions are presented in the last part of the chapter.

The important concept of spectral density is introduced in the next chapter. The properties of the spectral density, its relation with the autocorrelation function and methods for its measurement are given. The theory of white noise and cross-spectral density are also included.

The concepts of correlation functions and spectral density are used in the eighth chapter to analyze the response of linear systems to random inputs. In order to be useful for those engineers who must use linear systems, many examples relavant to technical problems are given.

The last chapter extends the concepts of systems analysis for those that are optimum in a desired sense. Systems that maximize signal-to-noise ratio and systems that minimize meansquare error are described.

The book ends with a rich material (35 pages) organised in appendices, which contain tables of functions, integrals, a computer program for estimating correlation functions and spectral density and selected answers for the proposed problems.

The theory given in this book is self-contained and clearly exposed. For those readers interested to acquire more information a short review of the most significant books in the field is given at the and of every chapter. All the introduced concepts are accompanied by many examples from real world, especially

from electronics. In our opinion the book can be considered as a reference one for those engineers (particulary electronic engineers) interested to understand the basic concepts of random processes and their use in practical analysis of signals and linear analogic systems.

Mircea Chelaru

CHATTERJEE R., *Advanced Microwave Engineering. Special Advanced Topics*. Ellis Horwood Ltd., Halsted Press : a division of John Wiley a. Sons, New-York—Chichester, 1988, XVI + 428 pp., ISBN 0-7458-0566-3.

This book reviews advanced specialised topics in microwave engineering and is designed for researchers and workers in electronics, and electrical communications. Presupposing a fundamental knowledge of microwave engineering, the text reflects the phenomenal growth in the scope and understanding of the subject in recent years.

The author's determination to narrow the gap between teaching of the subject and modern advanced research, is shown in her clear exposition from the basic (but well established) scientific principles through systematic and logical analysis of the topic, forming a rigorous tretment that is readable and comprehensible to researches and workers alike.

Specialist topics covered include surface waveguides, waveguide elements and components, scattering and impedance matrix representation of microwave junctions, microwave filters, and non-reciprocal microwave devices. A distinguishing feature is the extensive treatment of microwave antennas, communications, measurements and solid state devices. Problems at the end of each chapter and numerous diagrams enhance the text.

A practicioner engineer should find the text useful for self-study and as a reference for a better understanding of the current literature. Some of the topics included are standard and can hence be found in books already published by different authors. But an attempt has been made to treat in a single volume all such topics in sufficient depth in a form suitable for classroom presentation

Irinel Casian

BUTKOVSKIY G. A., PUSTYL'NIKOV M. L., *Mobile Control of Distributed Parameter Systems*, (transl. from Russian). Ellis Horwood Ltd., Chichester, 1987, 310 pp.

A very large class of distributed control systems is characterized by the fact that the sensors and the controlling action may change their positions in space by moving along particular trajectories in accordance with some prescribed laws. Such systems have been identified in technological processes (cutting, welding, grinding, honing, mechanical strengthening in rolling, mobile induction heating, contact welding, the action of moving electron or laser beams, ion rays, electric arcs), chemical processes (absorbtion and convective diffusion accompanied by chemical reactions, certain forms of contact processes with a fixed layer of catalyst, processus with a transportable catalyst, the action of moving laser beams on the diffused chemical state of media), certain problems of geofiltration and so on.

The use of mobile controls and sensors leads to mathematically new problems. The purpose of this monograph, written by two authoritative researchers in the field of distributed control systems, is to present in a systematic manner the most important problems of mobile control of distributed control systems with a special emphasis on optimality questions.

Chapter 1 *(Statement of the Problem)* collects the main statements of problems, and investigate both theoretical and practical reasons for their inclusion in the class of mobile control of distributed systems. Chapter 2 *(Basic Theory)*, by using the finite integral transforms, gives methods for solving classical mobile control problems, derives integral equations satisfied by mobile optimal control, characterizes the notion of limiting regime of a mobile control, formulates a method for solving the problem of response speed, and investigates distributed systems with simultaneously moving actions and sensors, deriving an integral

equation for the input—output operator. In chapter 3 *(Modelling)* the basic principles of static modelling are presented which makes it very useful in studying new mobile optimal control problems for distributed systems. The problem of „natural" models is also stated, i.e. of whose natural dynamics (statics) completely coincide with the optimal control process. Chapter 4 *(Investigation of Applied Mobile Control Problems)* is devoted to particular features of problem formulation and possible directions for research, and specific methods of solving mobile optimal control problems in practical cases from : chemical technology, thermal physics, geofiltration, and acoustics. A wide variety of details (e. g. formulae derivations, tables of finite integral transforms, etc.) are included in 12 appendices. An extensive bibliography (243 titles) and an index are also given.

The book is highly recommended to applied mathematicians, physicists, control systems engineers and it may be a valuable stepping stone towards further study and research in distributed control systems theory and application.

M. Voicu

FREEMAN L. R., *Radio System Design for Telecommunications (1—100 GHz).* John Wiley & Sons, Inc., New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore, 1987. XXII + 560 pp., ISBN 0-471-81236-6.

The reviewed book explains how to plan, engineer and design analogical and digital radiolinks in the point-to-point telecommunications service. It covers every aspect of radio system design used in telecommunications, including siting criteria, hardware layout, performance predictions, links and system analysis, facility planning and frequency assignment information.

This definitive resource describes how radiolinks operate, how to size or dimension terminals and ancillary subsystems, and how to select the necessary performance parameters and equipment specifications to meet the needs of various customers. Chapter 1 features a general review of the mechanisms of radio propagation in free space, over obstacles, and in the earths atmosphere. Chapter 2 covers the essential design principles of broadband radio communication links, where the transmitting antenna, on one end and the receiving antenna on the other are within „line-of-sight" (LOS) of eacht other. LOS radiolinks have the broadest application for point-to-point multichannel communications and video transmission and are the most widely implemented of all the radio disciplines covered in this book. Chapter 3 provides design techniques for over-the-horizon radiolinks. Stressing tropospheric scatter, it also covers single-obstacle and smooth earth diffraction paths. Subsequent chapters cover the design and dimensioning of satellite earth stations with respect to geostationary satellites, discuss propagation and system impairments (especially noise and intersymbol interference) as well as link design and equipment sizing, and deal with digital systems and processing satellites. Covering both LOS radiolinks and satellite systems, the book also treats such topics as excess attenuation and noise due to rainfall, depolarization, excess attenuation due to gaseous absorption, and mitigation techniques available to meet performance requirements such as implicit, explicit and spatial or path diversity. It also deals with modulation waveform selection, bit packing and coding/decoding techniques.

Tables, figures, and equations make even the most complex material more accessible to both practicioner engineers and students. The book is rich with sample problems leading the reader step by step through the system design process. *Radio System Design for Telecommunications (1...100 GHz)* is a valuable working tool for those involved with designing radio systems at every level.

Irinel Casian

WOLFF A. E., KAUL R., *Microwave Engineering and Systems Applications.* John Wiley & Sons, Ney York — Chichester, 1988, XXVI+641 pp., ISBN 0-471-63269-4.

Emphasizing modern design techniques and practical applications, *Microwave Engineering and Systems Applications* provides a balanced introduction to microwave engineering, systems, and components. It covers the topics needed by

the advanced engineering student and practicioner engineer in aerospace, electronics, and communications applications and requirements, components, circuits, measurements, and subsystems.

Part I surveys basic microwave principles and outlines the parameters that must be met by the microwave engineer working on communications, radar, and electronic warfare applications. Part II examines microwave transmission, control, detection, and components. Part III focuses on measurement techniques, particularly those used to verify component and subsystem performance. Part IV develops procedures for integrating the components into receiver and transmitter subsystems.

Throughout the text, a strong systems framework guides the reader, defining system parameters that must be met by the engineer, explaining the impact of design parameters on the user, and developing subsystem and components performance requirements. Computer-aided design techniques and design examples are integrated into the presentation. This is also the first text to describe modern monolithic microwave integrated circuit (MMIC) design. Practice problems are included at the end of each chapter to aid study or review. While some sofisticated derivations have been omitted, the mathematical rigor is sufficient for most applications, and references to in-depth theoretical derivations of design equations are given

Irinel Casian

FURUTA K., SANO A., ATHERTON D., *State Variable Methods in Automatic Control.* John Willey & Sons, Chichester, New York, Brisbane, Toronto, Singapore, 1988, 212 pp.

The development of control theory and design during the last three decades is strongly connected to the state variable method, whose concepts have made important thinking changes in the area of control systems theory and design. In this respect the book provides an introduction to the use of state space methods in control systems analysis and synthesis, reflecting the long research and teaching experience of the authors. This appreciation is entirely confirmed by the contents : 1. *Mathematical Description of Linear Systems ;* 1.1. *System Representation ;* 1.2. *State Variable Modelling ;* 1.3. *Solution of the Linear State Equation ;* 1.4. *Equivalent Systems ;* 1.5. *Realization of Single-input and Single-output Linear Systems ;* 2. *Structure of Linear Systems ;* 2.1. *Observability and Controllability of Time-invariant Systems ;* 2.2. *State Space Structure of Time-invariant Systems ;* 3. *Canonical Forms and Minimal Realizations ;* 3.1. *Canonical Form ;* 3.2. *Minimal Realization ;* 4. *State Feedback and Decoupling ;* 5. *Control System for Step Observers ;* 5.1. *Optimal Control ;* 5.2. *Observers ;* 5.3. *Control System for Step Command ;* 6. *The Kalman Filter and Stochastic Optimal Control ;* 6.1. *The LQG Problem ;* 6.2. *The Kalman Filter ;* 6.3. *Stochastic Optimal Control.* The book is written in a very clear and rigorous style, the authors, well known specialists in control theory, presenting the material with high pedagogical skill. Using numerous worked examples and problems the book will be of interest to students and lectures involved with courses on control engineering and represents a valuable documentary source for scientists and engineers involved in control system design and in systems and circuit theory.

M. Voicu

MORTENSEN E. R., *Random Signals and Systems.* John Wiley & Sons, New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore, 1987, 231 pp.

This Wiley-Interscience publication was written to serve as a textbook for courses in stochastic processes. The volume is in the first place addressed to students in electrical engineering and computer sciences.

The handbook is organised on eleven chapters. It begins with a *Discussion of Probability and Stochastic Processes* and with a review of *The Gaussian Distribution in One and Two Dimensions* and continues with *The Multidimensional Gaussian Distribution.* After this long introduction, motivated by the extended use of the Gaussian distribution in electrical engineering, five classical chapters

follow namelly : *Finite Random Sequences, Stationary Random Sequences, Continuous-Time Stationary Gaussian and Second-Order Processes, Nonstationary Continuous-Time Processes,* and *Additional Topics in the Study of Continuous-Time Processes,* the last chapter also including extended paragraphs on the K a r h u n e n-L o e v e expansion and other orthogonal ones, with examples from the communications field. The ninth chapter deals with another topic rich in applications, *Linear Systems in Conjunction with Memoryless Nonlinear Devices.* The tenth chapter is devoted to *Nonstationary Random Sequences,* and the last chapter analysis the *Discrete-Time Kalman Filtering.* The main body of the volume is complemented by two appendices : *Triangular Factorization of Covariance Matrices,* and *Statistics of Monte Carlo Simulation.* The volume is ended by a list of basical references and an index of terms. Each chapter is complemented by a few, but representative problems.

A mention is due to the style of this book : is is so clear, as no student can complain about. However, the book is by no means a trivial one, and many teachers could find it a good choice for a guide to their lectures.

The readership of this fine textbook is very large, including students in electrical engineering, computer sciences, physiscs a.s.o., Ph. D. students, attendants to post-graduate courses, as well as educators in related fields.

H. N. Teodorescu

JONES A. K., *Introduction to Optical Electronics.* John Wiley & Sons, New York, 1987, 430 pp., ISBN 0-471-61355-X.

The book is intended for a senior course since, as the author puts it, „optical electronics draws from many different disciplines in the electrical engineering curiculum" and „it can tie together many loose ends and also introduce the student to a fascinating new application area". The text is divided into three topic areas : transmission, detection and emission. The topics covered follow a logical sequence through the ten chapters. The chapter titles are : 1. *Propagation of Plane Waves ;* 2. *Optical Fibres ;* 3. *Optical Spectra of Atoms, Molecules, and Solids ;* 4. *Detectors ;* 5. *Other Photodetectors and Noise ;* 6. *Light Emitting Diodes ;* 7. *Laser Diodes ;* 8. *Optical Cavities ;* 9. *Laser Fundamentals ;* 10. *New Developments.*

The book also contains four appendices as follows : A. *The Periodic Lens Waveguide ;* B. *Modes in a Waveguide ;* C. *Derivation of Electron and Hole Concentrations ;* D. *List of Symbols.* The author provides many worked examples and numerous problems.

Chapter 1 is a review of the electromagnetic theory that is needed for the understanding of optical electronics. It deals with plane waves, propagation of light in unbounded media, mirrors and lenses.

Chapter 2 deals with planar dielectric, wavelenght dispersion, optical fibres, loss, fiber choice, fabrication and joining.

Chapter 3 covers the modern physics concepts that are used in the chapters that follow. It contains material concerning the hydrogen atom, excited atomic states, molecules, band structure of solids, vibrational and rotational states, emission peak bandwidths.

Detection is covered in chapters 4 and 5. The basic aspects are : photomultipliers, electrical conductivity, generation—recombination and absorbtion processes, photodetector operation, photodiodes, photon detectors, photothermal detectors.

Semiconductor light emission is the subject of chapters 6 and 7. Chapter 6 deals with LEDs. It is focused on LED operation, specific LEDs, characteristics of the emitted light, frequency effects. Chapter 7 deals with laser diodes. It is mainly concerned with laser fundamentals, homojunction lasers, fiber coupling and modulation, laser diode and LED comparison.

Chapters 8 and 9 deal with more advanced aspects as optical resonance and multilevel lasers. Future developments are covered in chapter 10.

The book constitutes an excellent tool for those whishing to tackle this fascinating new field that is growing rapidly in importance. It also provides a comprehensive and up to date bibliography.

Savel Mitrea

SMITH M. J., *Mathematical Modeling and Digital Simulation for Engineers and Scientists.* Wiley-Interscience, John Wiley & Sons, Second Edition, New York, Chichester, 1987, XVI + 430 pp.

The book is about fast numerical methods for simulation. The numerical methods covered are based on sampled-data and discrete system technology. This is because a digital simulation is, in itself, a discrete dynamic system. It can be filtered, tuned, stabilised, controlled, analyzed, and synthesized in the same manner as any discrete system. The numerical methods are developed from both time- and frequency-domain viewpoints, the underlying idea being that mathematical models based on both time and frequency-domain considerations are better than those based on either one alone.

Totally updaten, this second edition reflects the many developments in simulation and computer modeling theory and practice that have occured over the past decade (the first edition appeared in 1976).

The book is divided into six parts. Part I is a discussion of both continuous and discrete modeling processes. Part II deals with linear system simulation techniques. Both real- and scaled-time (batch processing) applications of each method are considered. Special methods for mini- and microcomputers are presented. Part III covers nonlinear system simulation techniques. The next two parts (IV and V) are introduced in this second edition. Part IV is dedicated to the use of modern numerical methods for generating chaos and simulating random processes on a digital computer. Part V deals with simulator verification. The methods described here are original and have been used by the author to solve simulator development problems, when other methods failed. Part VI presents two fast function evaluation techniques : nested parenthetical forms and Chebyshev economisation. Appendices include a discussion on substitution methods for simulating transfer functions, Jury's table of Z transforms, and a discussion of why zero order T-integration is both simple and accurate.

The book is written for engineers and scientists involved in mathematically modeling of dynamic process and then simulating the process on a digital computer. More emphasis is placed on subjects of interest to the practitioner than those which concern the theorist.

This definitive reference offers engineers and scientists modern numerical methods for use in high fidelity simulations for engineering design and real-time training programs. Personal computer users will find these methods will allow them to develop larger and more accurate simulations even on limited capability small computers

Emanuel Savin

CURTAIN F. R., *Modelling, Robustness and Sensitivity Reduction in Control Systems.* NATO ASI Series, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1987, 492 pp.

The volume contains the proceedings of the NATO Advanced Research Workshop on *Modelling, Robustness and Sensitivity Reduction in Control Systems* which was held at the University of Groningen, the Netherlands, on December 1—5, 1986.

An important theme of the workshop was modelling for measurement data and approximation called model reduction. Robustness and sensitivity reduction of controllers were two other themes. The main theme of the workshop was a new research area in Systems and Control Theory known as H^∞ - Control which is connected to the other themes of approximation (model reduction) and robustness and sensitivity reduction.

The proceedings are grouped in six sections. The first and the fifth sections are dedicated to H^∞ - mathematical foundations and H^∞ - techniques. Model approximation and robustness in control design are treated in the second chapter. Modelling and signal processing and modelling and system identification are dealt with in the third and the fourth chapters. The last part of the volume is devoted to optimal sensitivity reduction.

The proceedings appearing in this volume contain new contributions which range from abstract mathematical papers to some very concrete applications being an interesting interplay between mathematics and engineering.

Corneliu Lazăr

HOEPER E. E. E., NIELINGER H., *SPICE*. Springer-Verlag, Heidelberg — Berlin — Wien — New York — Tokyo, 1985, 223 pp.

The purpose of this very interesting book is to present SPICE, one of the most popular packages for CAD of electronic circuits and systems. The first chapter presents some general aspects of the numerical methods used and the program memory map. The SPICE input syntax is discussed in chapters two and three. Chapter two is dedicated to the input syntax of various circuit elements, and chapter three presents the syntax of different circuit simulation methods performed in the program. The presentation is well illustrated with examples which make it easier for the reader. Chapter four describes the SPICE element models. Both complete model equations (with temperature effects) and parameters significance are provided for the semiconductor devices accepted by SPICE. Large signal, small signal and noise models are presented. Chapter five is dedicated to subcircuit syntax presentation. In this chapter a macromodel for bipolar op amps is included. The equations for the op amp model parameters are presented, in terms of readily available data book parameters. Chapter six provides useful information about program options. Chapter seven presents different examples of electronic circuits analysed with SPICE. The circuits are both linear and digital, amplifiers as well as oscillators. Also in this chapter a method for CMOS op amps design and simulation is presented. (We had the possibility to run all the examples using SPICE — IBM version provided by H. M. Müller).

The extensive bibliography of this book provides much information for the reader interested in all aspects of CAD : algorithms, device modeling, etc. The book is well presented and the multitude of examples make it very useful for the engineers involved in CAD, especially with SPICE.

Ion-Constantin Teşu

WOBSCHALL D., *Circuit Design for Electronic Instrumentation. Analog and Digital Devices from Sensor to Display*. Sec. Ed., McGraw-Hill Book Company, New York — Hamburg, 1987, 394 pp.

As its subtitle suggests, this book is a brief review of the main topics in electronic circuits the instrumentation designer might need. The book is divided in 22 chapters, grouped into five parts ; each part ends with design examples and design problems underlining once again the practical goal of the book.

Part 1 *(Semiconductor Devices and Basic Circuits)*, contains an elementary presentation of the main problems arising in electronic design (Chap. 1, *An Approach to Electronic-Instrument Design)*, an overview of the characteristics and applications of operational amplifiers (Chap. 2, *Operational Amplifiers)* and the presentation of the SSI and MSI logic circuits from both logic and electric point of view (Chap. 3, *Basic Digital Devices).*

Part. 2 *(Sensors)* is a presentation of temperature sensors (Chap. 4), electro-optical devices (Chap. 5), displacement sensors (Chap. 6), pressure and force sensors (Chap. 7), flowmeters and fluid measurement sensors (Chap. 8) and chemical and biological electrodes (Chap. 9). Tie main point of view expressed in this part is that of the user, but brief constructive elements are given in order to ease the comparison of different sensors.

Part 3 *(Signal Amplification and Processing)* encompases active filters (Chap. 10), oscillators and signal sources (Chap. 11), analog to digital conversion (Chap. 13), modulation and demodulation, including PLLs (Chap. 14) ; technological problems, such as high frequency amplifiers (Chap. 12), noise and noise reduction (Chap. 15), are presented in an understandable and usable way.

Part 4 *(Data Switching, Control and Readout)*, treats pulse timers and counters (Chap. 16), both analog and digital multiplexing (Chap. 17), analog and digital data transmission and recording (Chap. 18 and 19) and microprocessors basics (Chap. 20), with special attention payed to interfacing.

The last part *(Power Circuits)*, presents both linear and switching power supplies (Chap. 21) and power amplification and control circuits (Chap. 22), con-

cluding in this way the principal problems found in electronic instruments design.

While covering a wide variety of topics in a practical manner the book avoids the tipical cook-book style, paying much attention to explanations, correlations and didactic presentation. Thit is why this book is recommended for the students, especially in the design activity, hobbists and even practicioners engineers.

Victor Grigoraş

TSIVIDIS P. Y., *Operation and Modeling of the Mos Transistor.* McGraw-Hill Book Company, New York — Hamburg, 1987, 505 pp.

McGraw-Hill Book Company has continued its series of *Electronics and Electronic Circuits* with this excelent textbook of Yannis P. Tsividis regarding the MOS transistor operation and modeling. As the author himself stated, this book is not a survey of the papers devotet to the MOS transistor, but a logically connected set of topics dealing with all phenomena and processes encountered in this today's top electronic device.

In the beginning the author presents the main topics related to semiconductors and the *p—n* junction (chapter 1) and then to the MOS structure. This last subject is extensively and gradually dealt with and covers chapters 2 (two-terminal structure), 3 (three-terminal structure), and 4 (four-terminal structure). Chapter four is the central one in the book and includes also four models for the OMS structure, comparatively presented and repeatedly underlying the tradeoffs between their accuracy and simplicity.

Chapter 5 deals with the short- and narrow-channel effects and chapter 6 presents the main topics related to the MOS transistor with ion-implanted channel.

The following three chapters refer to the MOS transistor dynamic operation and modeling : large-signal (chapter 7), small-signal and low frequency (chapter 9). The quasi-static operation concept is very carefully introduced and various detailed models are succesively presented ; the model in chapter 9 contains transcapacitors, too.

The final chapter (chapter 10), written by an expert in the domain (Dimitri Antoniadis from MIT), presents the basic fabrication steps of the MOS transistor and the problems encountered on the way. The numerous detailed drawings accompanying the text facilitate an in-depth understanding of very complex processes.

The book is ended with a set of 13 appendices dealing with the energy band concept, the basic laws of electrostatics and with the detailed derivation of some general results presented in the book. These derivations were sent to the end of the book in order not to distract the reader from the main topic.

There are many numerical examples in the book, intended to get the reader used to the magnitude of some quantities. There is, too, a great number of problems at the end of every chapter. The reader is urged to solve them for getting the best understanding of the chapter's topic.

This book proves to be a valuable work, very useful for students in electronics and for all engineers that need a complete understanding of the MOS transistor operation and its adequate model.

Ion Bogdan

STIERS D., GOOVAERTS M. J., DE KERF J., *APL — The Language and its Actuarial Applications*, Insurance Series, vol. 2, North Holland, Amsterdam, 1987, 223 pp., ISBN 0-444-70155-9.

The subject of the book is the APL language for the IBM PC or for compatible systems and its actuarial applications.

APL is a so-called general-purpose language which can be used for commercial data processing as well as for scientific computation. As such it is particularly useful in data-base applications. It exhibits some nice features like the

simplicity of extending operations on single items to operators on vectors, matrices and arrays, a lot of functions which extend the classical arithmetic operations, easy of programming, etc. And last but not least, IBM adopted and introduced it as a programming language in 1966, four years after K. E. Iverson published his book *A Programming Language*.

From the reader's point of view, the book can be divided in two parts, the former (from chapter 2 to chapter 8) introducing the elements of the language (operations, functions, syntax), and the latter (chapter 10) consisting in some interesting and useful applications. The chapter 9 is devoted to the system commands, functions and variables, necessary to run the programms on the PC.

However, from the very beginning a lot of programms are used in order to acquaint the reader with the language. It is well known that it is easier to learn something new this way, and, particularly, a new programming language.

In what concerns the applications, some of which are from the credibility theory, numerical analysis and probability, the problems and their solutions are explained first, followed by the complete programms and results.

As a conclusion, this book may be considered of real help for people interested to learn APL, to use it for actuarial applications or to programm problems from the/actuarial field.

Dan Grigoraş

MARTIN J. L. (Ed.), *Performance Evaluation of Supercomputers. Special Topics in Supercomputing.* North Holland, Amsterdam, 1988, 419 pp., ISBN 0-444-70448-5.

The reviewed book addresses some topics concerning the performance evaluation of the supercomputers.

As Hockney and Jesshope pointed out (s. *Parallel Computers*, Adam Hilger Ltd., Bristol, 1988), the '80 is the decade of parallel computers. And, clearly, the supercomputers which involve large scale parallelism, have come of age. Once the sole domain of weapons laboratories and security agencies, supercomputers have found their way into industrial and academic centers, have broadened their base in governmental sectors. While there is a general awareness that supercomputer systems are faster, costlier, and have larger memory hierarchies than other computer systems, such characteristics merely imply the existence of great potential power. How much of that power can be harnessed productively is the central theme of performance evaluation.

One purpose of performance evaluation is to asses how well existing systems are doing. To this end, there is developing a significant body of literature documenting specific benchmark experiments. The first part of the book, consisting in five contributions, is dealing with the comparative analysis of existing architectures against their applications, the compilers performance and the effects of operating systems on supercomputer performance.

The second part (four papers), addresses some of the current techniques and methods for evaluating the performance of advanced computer systems. In particular, the performance monitoring capabilities of the CEDAR system are described, the methodology behind the renowed Livermore loops is detailed, directions for empirical analysis of system performance are explored, a software simulator developed in connection with the RP3 project is explained, and parameters that are useful in the characterization of high speed systems are presented.

The final section concerns the establishment of methods, models and directions for supercomputer performance evaluation.

In addition to addressing most of these topics, the contributors explore how to assimilate performance results and thus to create the theoretical framework necessary for understanding the global problem of how to exploit the technological and organizational advances in high speed computers.

Dan Grigoraş

MARECKI J., *Combined Heat and Power Generating Systems.* Ed. Peter Peregrinus, London, 1988, XXIV + 184 pp.

The work describes the main aspects of simultaneous generation of heat and electrical energy in combined heat and power plants. There are analyzed different types of diagrams for combined heat and electrical energy generating systems, heat diagrams for separated generation of the two types of energy and economic aspects linked to those.

Each chapter presents a great number of applications regarding the theoretical treated problems, with calculations made both in generally known international units and in the form of relative quantities. The author deals with the estimation of combined or separed generation costs of the heat and electrical energy, presenting the means of optimizing the combined generation of energy.

The first chapter treats the theoretical aspects of the combined heat and power generating systems. There are presented the steam cycles in pure condensing cycles, in over-pressure cycles and the efficiency indices of generating combined or separated heat and electrical energy.

In the second chapter, problems linked to characteristics of steam cycles are presented, analyzing its parametres, its analytical and integrated characteristics. Some characteristics of the steam boilers and of hot water boilers are also discussed.

The third chapter deals with the covering demands for both heat and electrical power in combined systems with power installations for covering the demands for heat and electrical power in combined systems.

The next three chapters treat the economic effects of combined heat and power generating systems. It is important to notice the fact that there are made both constant references to the costs of generating energy in combined systems and comparisons with the systems of separated generation of the two types of energy. The calculation is presented by means of several methods, each one with a perfect mathematical pattern and presented in a clear way with concrete examples.

The last chapter describes the combined gas — steam systems and the possibilities of using them in installations of combined generating systems of energy.

The author, having a vast experience, offers both to experts and students a clear, concise and accessible work. Containing the results of an attentive and profound analysis and of an ample process of documentation, emphasized by the 85 bibliographical references, the book represents an useful instrument of work, both by the great number of applications and the way in wich the conclusions are pointed out at the end of each chapter.

M. Rotariu

RUSSEL G. (Ed.), *Computer Aided Tools for VLSI System Design.* Peter Peregrinus Ltd., Hertz, London, 1986, 192 pp.

This work comprises the lectures given in the 1st IEE Vacation School on CAD Tools for VLSI System Design, held at the University of Newcastle upon Tyne in July 1985.

It aims at presenting on one hand a review of the range of CAD Tools available, in order to discuss their limitations, and on the other hand to introduce the next generation of design tools and associated design methods.

The book consists of 15 chapters, every chapter being self contained and covering a wide range of topics related to the use of CAD tools in the design of integrated circuits.

Chapter one, after defining CAD as the use of computers for the collection, manipulation and storage of all the data associated with the design, continues with a historical review of CAD and then emphasises the basic trends of actual CAD tools.

Chapter 2 discusses the need to use computers in the design of VLSI circuits, ending with a brief survey of future trends in CAD tools for VLSI design.

Chapter 3 and 4 are concerned with simulation techniques, at circuit and gate level respectively.

Chapter 5 discusses the problem of testing the devices after the fabrication, making use of the description of DFT (Design for Testability) techniques.

The next six chapters are dealing with the topics related to the Physical synthesis of a layout namely : in Chapter 6 are discussed the placement and routing tools, Chapter 7 deals with the symbolic design tools, making basic cell design more efficient, Chapter 8 is concerned with the range of layout analysis tools used in IC design to detect any physical design errors, Chapter 9 describes the use of High Level languages in the design of integrated circuits, Chapter 10 presents the problem of the implementation of the control logic for the datapath, underlining that the most effective way of implementing it is to use a PLA design style and Chapter 11 contains the description of the Silicon Compilers, this concept being considered revolutionary.

Chapter 12 and 13 discuss the requirement for database management in CAD systems for IC design.

The last two chapters are concerned with recent advances in CAD tools ; Chapter 14 discusses the technique of formal verification applied to the design of digital systems and Chapter 15 deals with the development of hardware accelerators.

The purpose of this work is to make the IC design community fully aware of the arsenal of CAD tools available for integrated circuit design and to be an introduction to the subject which has expanded, immensly, over the past decade.

V. Onofrei

MADDOK R. J., CALCUTT D. M., *Electronics. A Course for Engineers*. Longman Scientific & Technical, Longman Group UK Limited, 1988, VIII + 678 pp., ISBN 0-582-99476-4.

The students following first year undergraduate courses and courses leading to higher technician and technician engineer qualifications in electrical and electronic engineering will find this book a vital companion to other sources of educational material such as lectures and laboratory work. The book will also serve as a good introduction for trained engineers who wish to bridge the gap between the old technology and present-day integrated circuit technology.

This book is an introduction to electronics including a descriptive treatment of the operation and characteristics of devices and basic circuits. It will help students to realise the importance of electronics, its limitation and its potential.

The first two chapters are introductory, describing basic concepts and passive components and devices. Chapter 3 develops the techniques of analysis used in the book including graphical methods, analysis by equivalent circuit techniques, analysis using phasor diagrams and complex algebra, frequency response analysis, transient analysis and digital analysis. The remaining chapters cover specific classes of electronic circuits : digital circuits, analogical circuits, waveform generation and conversion, analogical and digital conversion, power supplies and controlled rectifier systems.

Every effort has been made to make the text and the mathematics in the text easily comprehensible. There are numerous worked examples in the text and a large number of problems at the end of the chapters. Significant new terms and concepts throughout the text are emphasised by bold type and care has been taken to ensure that these are adequately defined and described. Chapters start with a list of learning objectives, which the student will find to be a helpful key to the text. At the end of chapters important points are listed out and students will find these to be an invaluable revision aid.

Irinel Casian

MICHAEL JULIAN, *Circuits, Signals and Devices*. Longman Scientific & Technical, Longman Group UK Limited, 1988, VIII + 678 pp., ISBN 0-582-99476-4.

This book presents a body of information which should be of value in a range of courses. These might include the electronic content of mechanical, man-

ufacturing and information-engineering courses as well as that within the electrical/electronic discipline.

The level is suited to first- and second-year undergraduates and diploma students. The mathematical content is broadly consistent with the intended readership, although there is some variation within the text ; microprocessors can be introduced with rather less mathematical support than can, for example, the F o u r i e r transform.

The style is primarily descriptive with supporting mathematical statements, designed for the student meeting a topic for the first time. Consistent with this approach, and to ease the task of the first-time reader, back referencing through equation numbers is avoided : there are, however, cross-references between chapters and between sections within a given chapter. The aim throughout is to provide the aware reader with, at least, an appreciation of the basic concepts of any indexed topic. It is of course not possible in a broad-based text of this nature to include the depth of rigurous discussion which may be found in more specialised works.

Study topics are listed in the form of learning objectives ; these refer to sections within the chapter and to student exercises at the end of the chapter. The exercises are primarily intended to consolidate the study material but, on occasions, they extend the treatment into an area not covered in the body of the text. The more important concepts are summarized at the end of each chapter together with references to further reading.

Irinel Casian

CHORAFAS N. D., LEGG J. S., *The Engineering Database*. Butterworths, London, 1988, XII+241 pp.

The book addresses itself to engineering management, project leaders, designers and manufacturing people, preoccupied with the building of a database to serve technical operations, an effort which demands a polyvalent approach and focuses attention on needed standardization.

While all components of a CAD/CAM system are important, it seems that the most crucial is the engineering database : all design — related information, model of the design object, text data and graphic information, properties of the object, design documentation and information describing the state of the design process, must be stored in a CAD/CAM database.

Chapter 1 presents the product of all standardization efforts concerning CAD/CAM, currently taking place in the world. The object of Chapter 2 is planning for the engineering database. Chapter 3 is dedicated to database architecture. Chapter 4 emphasizes on artificial intelligence and idea databases. Chapter 5 introduces the problems posed by graphic databases, which need value added functions such as a query dialogue system (Chapter 6) and tools for transaction processing in an engineering environment (Chapter 7). Chapter 8 outlines organizational requirements, including the function of the database administrator. Chapter 9 explains the data dictionary. Then, database management systems are brought into perspective (Chapter 10), including microdatabase management systems, to be integrated in every engineering workstation. This is considered as a prerequisite to distributed database (Chapter 11). Chapters 12 and 13 present fundamental supporting subjects : the steps for an effective engineering workstation-to-mainframe connectivity; the database utility (what to do with the old drawings, how to covert them to on-line access, can laser discs be of assistance ?). Emphasis is then brought once again to the standardization issues, but in greater detail : Chapter 14 presents the Graphics Kernel System (GKS) ; Chapter 15, the Programmer's Hierarchical Interactive Graphics Standard (PHIGS) ; Chapters 16 and 17, the Initial Graphics Exchange Specification (IGES).

The book is of great interest, being dedicated to the most important component of CAD/CAM systems, the engineering database. As it is known, the concept of „Zero defects", once a dream, is becoming a reality only through CAD/CAM systems : prevention, doing it right the first time, is the key in both hardware and software ; quality is a responsible business, but it is too expensive to enhance without computer support.

Emanuel Savin

CHALAM V. V., *Adaptive Control Systems, Techniques and Applications*, Marcel Dekker, Inc., New York and Basel, 1987, 526 pp.

The adaptive control has been a dream of control system theorists and practitioners for at last a quarter of a century. It arose from a desire and need for improved performance of increasingly complex engineering systems with large uncertainties. With recent advances in microprocessor technology, it has become feasible to implement adaptive algorithms efficiently in real time at reasonable cost. This fact together with recent developments in theory explain the keen interest shown by industry in adaptive control implementation.

This book presents a remarkable and authoritative selection of the relevant topics (from an extensive literature covering many significant results), which form a logical and unified approach providing a framework for the knowledge of adaptive control theory and application. In this respect the titles of the chapters are very significant and transparent: 1. *Motivation, Definitions and Classification*; 2. *Model Reference Adaptive Systems*; 3. *Continuous-time Model Reference Adaptive Control Systems*; 4. *Discrete-time Model Reference Adaptive Control Systems*; 5. *Self-tuning Regulators*; 6. *Multivariable Self-tuning Regulators*; 7. *Other Adaptive Control Strategies*; 8. *Recent Trends in Adaptive Control Theory*; 9. *Recent Trends in Adaptive Control Applications*; 10. *Future of Adaptive Control*. Appendix: *Software Packages*. The treatment is rigorous and documented and the style is sober and precise. The intended audience of the book are the advanced undergraduate and graduate control/systems engineering students, control/systems engineers, systems analysts, and applied mathematicians.

M. Voicu

SWARTZLANDER E. E. J. (Ed.), *Systolic Signal Processing Systems*. Marcel Dekker, Inc., New York, Basel, 1987, 393 pp., ISBN 0-8247-7717-4.

Contents: *A Mathematical Approach to Computational Network Design*, D. Cohen (1—29); *Serial Parallel Convolvers*, P. E. Danielsson (31—71); *Systolic Algorithms for the CMU Warp Processor*, H. T. Kung (73—95); *Wavefront Array Processors*, S.-Y. Kung (97—160); *Space Time Transformation of Cellular Algorithms*, P. R. Capello (161—127); *Architecture Design for Regular Iterative Algorithms*, S. K. Rao and T. Kailath (209—297); *Algorithms for Integrating Wafer Scale Systolic Arrays*, T. Leighton and C. E. Leiserson (299—326); *Fault-Tolerant Computing Approaches*, M. Sami and R. Stefanelli (327—383); *Index* (389—393).

The book is a concise and consistent presentation of the key concepts, tools, applications and future research trends of systolic processors architectures.

In the first chapter, Dr. Denny Cohen demonstrates the use of precise mathematical expressions modeling both operations and storage, in order to accomplish the synthesis/analysis of various networks and correctness proofs of the working of networks, although they are designed by other means.

Prof. Peer Danielson presents in the chapter 2 a large variety of convolvers. They are discussed systolic convolvers. The formalism used to obtain the presented designs is important because it could be extended to the design of systolic arrays in general.

Prof. H. T. Kung, the pioneer in the field of systolic computation, describes in chapter 3, the CMU Warp processor and shows how this array can implement many important systolic algorithms.

In chapter 4, Prof. Sun-Yuan Kung presents wavefront array concept and the manner to implement algorithms using data flow graphs.

Prof. Peter Cappello illustrates in chapter 5 a space—time representation of cellular automata which intended to be a framework for unifying array design.

Professors Sailesh Rao and Thomas Pailath provide a mathematical framework fot the design, development and comparison of systolic architectures. They propose a methodology based on expressing the given computation as a regular iterative algorithm (RIA) and giving means to implement the RIA efficently.

In chapter 7, Professors Tom Leighton and Charles E. Leiserson apply systolic algorithms to developing defect tolerant architectures for WSI. They are presented some methods for integrating (two)-dimensional systolic arrays.

Professors Renato Stefanelli and Mariagiovanna Sami present fault tolerance in the context of a two-dimensional array. The algorithmic approach leads to treat in an unitary manner a class of a reconfiguration procedures for processing arrays.

Based on the significant and realistic selection accomplished by the editor, and the combined work of eleven internationally recognized experts, this excellent book contains all major subjects and can be unrestrictedly recommanded to everybody interested in systolic computation.

Octav Brudaru

SPENCE R., BURGESS J. P., *Circuit Analysis by Computer: From Algorithms to Package.* Prentice-Hall International, Englewood Clifs, London, New Jersey, 1986, XIII + 458 pp.

This book contains a wealth of information about electronic circuit simulation using APL notation and programming language in teaching a course on Computer Aided Circuit Design. The present text incorporates a number of features: algorithms, package design, notation/programming language, and an interactive computer facility.

The book is divided into three major parts, each consisting of a number of chapters. Part I discusses the algorithms. The reader is introduced to issues about circuit representation on a computer, and then is carried on into the implementation of the quiescent (d.c.), frequency-domain (a.c.) and time domain performance of electronic circuits. There is no attempt to cover all devices in detail allowing to concentrate on computer simulation. Some helpful knowledge of linear algebra and numerical methods is included. Chapter 1 is devoted to the theoretic and algorithmic basis for the analysis of circuits containing only two-terminal linear components. Chapter 2 provides the most common iterative algorithm for quiescent (i.e., d.c.) analysis: the Newton-Raphson algorithm. The basis of the node-branch description of an N-terminal component is the subject of Chapter 3. Chapter 4 emphasizes the theoretical aspects of the frequency-domain analysis: incidence matrix and (complex) branch admittance matrix, (complex) complete nodal admittance matrix, (complex) reduced nodal admittance matrix and (complex) reduced nodal impedance matrix. The next two chapters (Chapters 5 and 6) are devoted to the Gaussian elimination and LU factorization for linear systems. Chapter 7 is devoted to extension of the Newton-Raphson algorithm to the analysis of a circuit containing a number of multi-terminal components, more than one current excitation and more than one voltage response. Chapter 8 emphasizes time-domain analysis for digital circuits. The circuit's differential equation description is replaced by a set of algebraic equations describing a resistive circuit. The chapter covers: the backward Euler algorithm for discretization of time, and trapezoidal integration. For each method, the average and asymptotic convergence properties and the termination criteria are discussed. The final Chapter 9 of the first part is concerned with sensitivity and circuit modification only in the context of purely resistive circuits, adopted merely for simplicity of exposition, and because extention to circuits containing both reactance and resistance involved no new concepts.

Part II, *The Package*, is devoted to the art of circuit analysis at the BASECAP, Burgess and Spence Electronic Circuit Analysis Package level. The BASECAP, written entirely in APL, a very powerful, flexible programming language which provided a sophisticated and friendly computing environment, incorporates and extends many of the same basic algorithms developed and presented in Part I of this book. The subject matter and the examples that include the evaluation and use of CACD packages as tools for the analysis/design of new electronic circuits make the book an excelent course. The groups that will derive the greatest benefit from this book are the industrial circuit designers and the students.

Part III contains : a sample APL terminal session with annotation, familiarity with APL, APL primitive scalar and mixed functions, workspace management and system commands, function listings for Part I and II and principals variables for Part II.

The authors, do not hesitate to supply their personal opinion and the results of their experiences in the present fine and excelent book.

Adrian Adăscăliţei

KO HARA (Ed.), *Superconductivity Electronics.* Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey ; Ohmsha, Kanda, Tokyo, 1987, XII + 313 pp.

This valuable collection of excellent works comprises 64 papers divided in six parts ; they summarize five years of continuous research carried on by a number of Japanese universities (Hiroshima, Electro-Communications, Tsukuba, Osaka, etc.) and corporations (NEC, Fujitsu, NTT, Hitachi, etc.).

Part I *(Josephson Integrated Circuit)* deals firstly with the IC technology and presents various logics and implementations techniques used to realize very high speed ICs : the 4 junction logic gate family, the rezistor-coupled logic family (with 3 picoseconds typical gate delay time), the modified variable threshold logic gate family, the direct coupled logic family. The second group of papers of the Part I deals with the fluxoid logic circuits. They are analysed by means of computer simulations and(or) of experiments : the simple flux logic gate (2 ps presumated switching time), the simple flux quantum logic, the self biased logic cell, the phase-mode Josephson computer system, fluxon devices and logic circuits based on them, the Josephson transmission line. The final papers of the Part I present some very high speed complex circuits based on the Josephson junction (such as 6 ps time-resolution sampler, A/D converter with 20 GSPS), as well the as studies on the DC SQUID (Superconducting Quantum Interference Device), the Josephson PLA, the unidirectional CIL adder, etc.

Part II *(Analogue Application)* presents a great number of very interesting applications, such as : the Josephson potentiometer, a method for the magnetic flux quantum determination, the far-infrared frequency measurements, mixers in 40 GHz and 100 GHz bands, the superconducting mixer in the submilimeter region, the 30 GHz quasiparticle mixer, the integrated DC SQUID magnetometer with field resolution less than 40 $fT/\sqrt{\text{Hz}}$, etc.

Part III *(Device Fabrication)* comprises reports on the various Josephson junction fabrication techniques (Nb/A10x/Nb, NbN/MgO/NbN, all-Nb using artificial barriers or epitaxial growth of MgO/NbN multilayers), as well as, the problems related to the weak links. Every paper minutely presents the technique used and comparisons between the computer simulated and experimental data.

In the Part IV *(Material and Device Physics)* a special attention is given to the fabrication processes and the properties of the superconductive materials. Finally, based on the experimental results, the possibility of a room temperature superconductor is discussed.

The papers contained in the Part V *(Exploratory Devices)* study some different phenomena related to the Josephson junction and to the devices based on it (i.e. the superconducting transistor).

Part VI *(Cooling Technology)* presents briefly some new techniques to get very low temperatures (less than 5° K), especially suited with the superconducting materials and devices.

The book presented here is a very useful one as it reflects the latest outcomes of the research work in this very promising field that is the supreconductivity.

I. Bogdan

WHITE J. K., SANGIOVANNI-VINCENTELLI A., *Relaxation. Techniques for the Simulation of VLSI Circuits.* Kluwer Academic Publishers, Boston/Dordrecht Lancaster, 1987, XII + 202 pp.

In this reviewing fine and timely work by Jacob White and Alberto Sangiovanni-Vincentelli, I think that it is important to describe the audience

for whom it is intended. According to the authors' preface, they are writing for the graduate students, professors, and industry researchers working on circuit simulation. It is this reviewer's opinion that an even wider audience, particularly the Integrated Circuit (IC) design community, would benefit from reading this book. It is an excellent guide to the computational and implementation issues for the development of relaxation-based circuit simulators.

The main topics covered in this text are : the circuit simulation problem, the numerical techniques, the waveform relaxation (WR), the accelerating WR convergence, the discretized WR algorithms, the implementation of WR, and the parallel WR algorithms. This book is intended to present a description of the entire circuit simulation process from the forming of the circuit differential equations to numerical methods for solving those equations. The relaxation algorithms for the simulation of VLSI circuits is developed on the basis of current research results, which have been gatehered over the past 20 years.

The first chapter describes the evolution of the simulation for IC design. Chapter 2 contains : the construction of a system of differential equations from the description of a circuit, the mathematical properties of the constructed systems, and the issues to consider when choosing a numerical method for solving the system. The three key properties for circuit simulation : charge conservation, exhaustive domain of dependence and stiff stability are described. In Chapter 3 several subtle aspects of the numerical techniques are described. These techniques include implicit integration methods. The authors describe the relaxation algorithms used in circuit simulators for solving the large nonlinear algebraic systems. The theoretical basis for WR algorithms is discussed in Chapter 4. The authors extend the relaxation-Newton algorithm to nonlinear differential equations and obtain the WR-Newton algorithm. Remarks are made about the fact that the WR algorithm is a construction mapping : this property proves that the nonstationary algorithms converge. In Chapter 5 three techniques used to improve the efficiency and robustness of the WR algorithm are analysed : breaking the simulation interval into windows used to reduce the number of relaxation iterations required to achieve convergence ; partition of large systems into subsystems ; ordering the equations using the Gauss-Seidel relaxation algorithm. The interaction between WR algorithms and multistep integration methods is considered in detail in Chapter 6. In fact, the following result is obtained : the global timesteps required to ensure the convergence of both WR and relaxation methods are identical. Also, the theorem for convergence of the multirate time step case for the systems in normal form is presented. Finally, in Chapter 7, the implementation of WR algorithm is developed. A brief presentation of the RELAX 2 program simulating a circuit is included : partitioning MOS circuits, ordering the subsystem computation, computation of the subsystem waveform, window size determination, partial waveform convergence. Furthermore, some experimental results are given. The Chapter 8 contains briefly the implementation of the WR-based parallel circuit simulation algorithms on a shared-memory computer : the Jacobi/Seidel-based Parallel WR algorithm and the time-point-pipelining WR algorithm.

The specialist will gain considerable information and delight from this useful book.

Adrian Adăscăliţei

TALUKDAR S., GELLINGS C. W. (Ed.), *Load Management*. IEEE Press, New York, Selected Reprint Series, 1986, 200 pp., ISBN 0-87942-214-9.

The load management is a subject of active interest for the electric utility industry and for the public at large. This book provides an overview of the technologies of the load management and it is useful and recommended to both practicioners engineers and students.

The book is divided into three parts. The first part covers the basic ideas. terminology and concepts of the load management. The second section of the book contains a collection of papers that provides exemples in direct and indirect con-

trol of load management alternatives. The final section is a collection of papers concerning the evaluating load management programs.

The present book distinguishes through the systematic approach and through the high level of presenting the subjects.

Gh. Cârtină

* * * *Journées d'électronique 1987.* Presses polytehniques romandes, Lausanne, 1987, 246 pp.

Les Journées d'électronique 1987, organisées par l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne, se sont fixées pour objectif de donner un aperçu du „state of-the-art" et des tendances actuelles dans le domain en pleine expansion des circuits intégrés spécifiques (Application Specific Integrated Circuits — ASICs). Ce thème a déterminé un très grand intérêt parmi tous les concepteurs, les producteurs et les utilisateurs des ASICs. Les ouvrages présentés ont relevé le développement continu du marché des ASICs, les avantages et, en même temps, les risques auxquels s'exposent les partenaires. Les „Presses Polytechniques Romandes", Suisse, vont obtenir un grand succès avec ce volume qui contient tous les ouvrages presentés à cette occasion.

Dans la session A *(Introduction générale)* ont été présentées les tendances du marché des ASICs et la stratégie européenne dans ce domaine. Puis, dans la session B *(Interface client—concepteur)* chaque partie expose ses points de vue sur le problème. Les ouvrages de la session C *(Technologie)* présentent des aspects divers concernant les technologies microélectroniques (CMOS, bipolaire, BI-MOS) lorsqu'elles sont appliquées aux ASICs.

La session D *(Tutorial Lecture)* comprend un seul ouvrage, qui constitue une présentation comparative des problèmes techniques et économiques des divers familles d'ASICs et leur méthodologies de conception. Le rapporteur est Mr. A. Sangiovanni-Vincentelli du MIT/Cambridge (venu de l'Université Berkeley/Californie).

La session E *(Outils CAO pour ASICs)* présente en quatre ouvrages les outils CAO disponibles pour les ASICs, en soulignant que, malgré les réussites présentes (CATHEDRAL II — pour la synthèse des circuits numériques complexes, IDAC — pour la synthèse des circuits analogiques, SELLAV et ILAC — pour les „layouts" et SALIM — un premier pas vers un systhème-expert) il reste un très grand travaille à effectuer encore pour aboutir aux outils CAO vraiment efficaces.

La session F *(Applications)* contient six ouvrages et présente nombre de réalisations pratiques d'ASICs avec les avantages obtenus en ce qui concerne les performances, les dimensions, la fiabilité, les fonctions supplémentaires, le prix du produit final (capteur de position, appareil auditif programmable pour malentendants, interface téléfonique) optimisés à l'aide des ASICs.

La session finale G *(Problèmes de testabilité)* s'occupe, en trois ouvrages, des problèmes de la testabilité des ASICs en relevant la nécessité d'utiliser le principe de „zéro défaut" à la conception de la méthodologie de la vérification, pour réduire au minimum les cycles technologiques qui aboutissent au prothotype et, donc, le prix d'un ASIC.

En conclusion, on peut affirmer que les Journées d'électronique 1987 de Lausanne (Suisse) ont réellement atteint leur objectif et ont envisagé les directions principales de l'évolution des ASICs

I. Bogdan

ROSSI M., *Electroacoustique*. Presses polytechniques romandes, Lausanne, Ed. Dunod, Paris, 1986, 560 pp.

Le volume *Électroacoustique*, écrit par Michèle Rossi, fait parti du Traité d'Électricité, d'Électronique et d'Électrotechnique publié sous la direction de Jacques Neirynck et sous l'égide de l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne.

Ce volume contient dix chapitres.

Le premier chapitre est consacré aux notions fondamentales nécessaires, en particulier d'acoustique.

Le deuxième chapitre traite des problèmes concernant les sources de son compte tenu des applications possibles aux transducteurs électroacoustiques.

Dans le troisième chapitre sont exposés quelques problèmes de propagation.

Le chapitre 4 décrit quelques systèmes à propagation (espaces clos, conduits acoustiques, pavillons, corps vibrants) et renferme les résultats fondamentaux d'acoustique et d'élasticité nécessaires aux applications.

Le chapitre 5 a pour but l'étude des systèmes mécaniques et acoustiques, de leurs composants et de leurs représentations par des réseaux de K i r c h h o f f. Ce chapitre est l'un des plus importants de l'ouvrage car on le peut situer à la base de l'étude des transducteurs électroacoustiques.

Le sixième chapitre présente les pricipaux couplages électromécaniques mis en oeuvre dans les transducteurs électroacustiques. Les problèmes constructifs et technologiques sont également abordés.

Le chapitre 7 présente les haut-parleurs ; une place importante est accordée à l'analyse et à la synthèse des systèmes haut-parleurs et aux aspects technologiques et constructifs.

Les microphones font l'objet du chapitre 8.

Le chapitre 9 présente les supports d enregistrement usuels — disques et bandes magnétiques. Une section est consacrée à l'audionumérique, dernière née des techniques de l'électroacoustiques.

Les connaissances nécessaires de physio- et psychoacoustique sont données dans le chapitre 10.

Conçu comme ouvrage de référence, ce volume propose de solides bases pour l'étude, la conception et la réalisation des dispositifs électroacoustiques. Organisé en vue des applications l'ouvrage est limité à une présentation succinte des théories de l'acoustique. De nombreux exemples et applications concrets illustrent les principes des modèles et de méthodes proposées.

C'est un ouvrage facilement à lire, qui met très bien en évidence les définitions et les propriétés de chaque notion.

Ce volume s'adresse aux étudiants en électronique ou radiotechnique et toutefois aux ingénieurs qui désirent à approfondir leurs connaissances dans ces domaines.

L'auteur présente une vaste bibliographie (144 titres) qui contient les dernières ouvrages du domaine.

Constantin Foşa

GILLES M., *Les A.P.I. Architecture et applications des automates programmables industriels*. Dunod, Paris, 1988, XX+336 pp.

Les automates programmables industriels sont, depuis leur naissance (1969), des outils adaptés, du point de vue informatique, aux problèmes de l'automaticien : l'architecture est réduite en complexité, sans richesse superflue de code d'ordre, sans mode d'adressage compliqué. En profitant du progrès de la microélectronique, la plupart des composants de l'A.P.I. — unité centrale, console de programmation, dispositifs d'entrée — sortie, et donc l' A.P.I. lui-même, offrent pour des coûts constants ou moindres, des performances accrues. L'architecture de ces machines propose maintenant des traitements parallèles, avec des cartes spécialisées pour le réglage, la commande d'axes, une protection mémoire efficace, etc.

Le livre de Michel G i l l e s a pour but d'actualiser les connaissances concernant les A.P.I. par rapport à celles offertes par l'ouvrage *Les A.P.I.* (par M. G i l l e s, C. L a u r g e a u et B. E s p i a u), publié en 1979 chez Dunod. En conservant l'esprit du premier ouvrage, l'auteur a le grand mérite de l'actualiser jusqu'à le transformer.

Le premier chapitre explique la notion de logique programmable et les avantages de l' A.P.I. par rapport au projet d'automatisation. Le chapitre 2 présente l'architecture des automates programmables : organisation matérielle générale d'un A.P.I., le processeur, la mémoire centrale, les entrées — sorties industrielles (parmis lesquelles sont mentionnées aussi : les cartes de régulation P.I.D., les commandes d'axes, les commandes évoluées et auto-adaptives). On y trouve aussi les architectures multiprocesseurs et les architectures à haute sûreté de fonction-

nement. Le chapitre 3 a pour but l'étude de l'environnement des automates programmables : la console de programmation, les consoles d'exploitation, les périphériques et les auxiliaires des automates (le simulateur, l'unité de dialogue en ligne, les mémoires de masse, l'imprimante, les systèmes d'édition des dossiers d'automatismes). On introduit les sujets de communication et des réseaux concernant les A.P.I. Le chapitre 4 approfondit le logiciel des A.P.I. (les formes du langage des A.P.I.). On y traite, comme fonctions speciales, le régulateur P.I.D. et les commandes d'axes. On présente, aussi, les aspectes fonctionnels des réseaux. Le chapitre 5 présente la méthodologie d'utilisation des A.P.I. Dans ce cadre l'auteur décrit la méthode GRAFCET pour la représentation du cahier des charges d'un automatisme. Invention collective d'un groupe de travail de l'AFCET, le GRAFCET a acquis une notoriété internationale. Le dernier chapitre, (chap. 6), s'occupe de l'évaluation et le choix d'un A.P.I. : le marché des A.P.I., les aspects techniques et économiques des A.P.I., les éléments de choix d'une technologie d'automation, les critères d'évaluation des A.P.I., le choix d'un automate programmable.

Le livre de M. Gilles possède le très grand mérite qu'on le lit sans difficulté et avec plaisir. Le recours fréquent aux schémas et aux exemples concrets sera très apprécié par les practiciens. Le livre s adresse à une large catégorie de lecteurs, depuis l'utilisateur final qui souhaite s'initier à l'automate ou structurer ses connaissances, jusqu'au décideur confronté à un plan d'automation en projet.

Emanuel Savin

GREENBAUM J. R., BESSER L., BIEHL B., POLLARD B. D., OSANN R., *Analysis and Design of Electronic Circuits using PCs*. Van Nostrand Reinhold Company Inc., New York, 1988, VIII + 278 pp., ISBN, 0-442-22773-6.

The book is an implementation — oriented analysis of computer-aided design of analog and digital, active and passive circuits. It's goal is to improve the user's ability to design practical circuits as well as interface the personal computer with laboratory equipment and industrial processes.

The authors thoroughly describe the available design programs with a detailed evaluation of their performances.

Chapter 1 is an introduction concerning the topics covered by the book.

Chapter 2 surveys personal computing technology with emphasis on selecting and operating PC-based systems for circuit design, analysis and simulation, as well as for data acquisition and control.

Chapter 3, *AC, DC, and Transient Circuit Simulation Programs*, describes general-purpose analog circuit simulation analysis programs. It includes the architecture of general-purpose circuit simulation programs as well as a description of the simulator element models. The simulation programs will compute dc operating points as well as small signal frequency responses and transient responses. Examples include different analysis types and classes of circuits. The example circuits demonstrate the use of bipolar and MOS models and operational amplifier macromodels and the results which may be obtained from three simulation programs : BIAS-D, PSpice and MICROCAP-II (which can be used on the IBM and compatible PCs).

Chapter 4, *Computer-Aided Design at Microwave Frequencies*, describes active and passive circuit analysis techniques using the SUPER-COMPACT PC, TOUCHSTONE and TOUCHSTONE RF programs. These programs can be used on the IBM and compatible PCs as well as on the HP 200 computers. Design capabilities include component and topology selection, graphical techniques, device modeling, statistical analysis, and physical layout. Both lumped and distributed components are considered, with an examination of the effects of conductive and dielectric losses, dispersion, discontinuities, parasitics, and surface roughness. Conversion from electrical to physical design is illustrated by examples using MICAD and AUTOART programs. Although these programs offer only linear, steady-state circuit analysis, they are capable of handling certain classes of nonlinear analysis by approximations.

Chapter 5 covers digital design and analysis, focusing on programmable logic devices (PLD). A simple application example (a video controller subsystem) is the vehicle for showing design synthesis and analysis using the three most popular PLD languages : PALASM, CUPL, and ABEL.

Chapter 6 describes the use of personal computers for automating various industrial and laboratory systems. The focus is on establishing a computer/application interface to facilitate data acquisition and control by the computer.

Chapter 7 describes methods and procedures while giving examples and code listings for the design and analysis of five circuit types : Designing T- and Pi-Pads, Calculating „L"-Networks, Bandpass Filters, CAD Cuts Math in RF Amplifier Design. Also included is a listing of a program for fitting general-order polynomials to data available in the form of tables or curves.

Appendix A is a glossary of terms used throughout the book. Appendix B provides the users' manual for BIAS-D.

The book is a guide that will help users achieve better and faster design results on their personal computers, whatever their level of circuit design expertise might be.

Emanuel Savin

PARTON J. E., OWEN S. J. T., RAVEN M. S., *Applied Electromagnetics (with Worked Examples).* Second Edition, Macmillan, London, 1986, XVI+288 pp., ISBN 0-333-37101-1 ; 0-333-37102-X PbK.

The authors cover the basic material required in the first two years of most courses without attempting to develop specialist needs, which are already well provided for in the existing literature. The emphasis throughout is on examples of the use of electromagnetism in calculations of direct practical interest to engineers and applied scientists.

The revised second edition of this successful undergraduate electromagnetic textbook contains new material in three main areas :

1° The numerical solution of field problems using BASIC and a small computer for interactive student work.

2° Extensive problems with solutions throughout the text with detailed worked answers in key cases.

3° An introduction to fibre optics which follows naturally from F r e s n e l's equations.

The text was used by the authors for the first-degree engineering students at the University of Nottingham. It contains eleven chapters. Chapter 1, *Vector Analysis*, covers the basic principles of vector analysis and introduce the readers to the recognised notation. Chapter 2, *The Electric Field*, is concerned with time-independent electric fields arising from fixed or static charges (electrostatic field). Chapter 3, *The Electric Field and Materials*, considers electric fields in the presence of materials. Chapter 4, *The Magnetic Field*, introduces the static magnetic field which arises from charges in motion. Chapter 5, *Magnetic Forces and Magnetic Media*, examines the basic magnetic behaviour of materials. Chapter 6, *Fields Varying in Time*, studies the effects of time variations of charges, currents and potentials. Of particular interest are fields arising from sinusoidal variations at both low and high frequency. Chapter 7, *Electromagnetic Waves*, examines the applications of M a x w e l l's equations to free space. Chapter 8, *Field Problems — Non-exact Solutions*, considers the solution of field problems with specified boundary conditions. Only static or steady-state problems are treated (time-varying fields are not included). Chapter 9, *Field Problems — Analytical Solutions*, introduces some of the analytical or „exact" methods available for solving field problems. Chapter 10 considers *Some Low-frequency Applications*. Chapter 11, *High-frequency Effects*, deals with the propagation of uniform plane waves across an interface and develops the elementary laws of reflection and refraction. The idea of reflection of waves from a good conductor enables an introduction to be given to guided waves with applications in microwave propagation. Each chapter is provided with a set of about ten problems (some are provided with answers), mostly of a quantitative nature.

Emanuel Savin

NEWKIRK J., MATHEWS R., *The VLSI Designer's Library*. Addison-Wesley Publishing Company, Inc., Reading, Ma., London, Amsterdam, 1983, 286 pp.

This volume is intended to provide the necessary documentation for students in nMOS LSI design classes. It is a library of tested designs, each of the presented cells being described in full details, including function, origin, physical characteristics and layout. However, the book is not a comprehensive library, but a collection to demonstrate the main characteristics of cells used in design and to help students in their first steps.

The collection is well documented and edited, with conventions clearly stated and comments on the main aspects whenever necessary. Figures are used as a valuable tool in explaining the design.

The content of the volume is as follows : 1. *Arithmetic/logical unit ;* 2. *Buffers ;* 3. *Clocking Cells ;* 4. *Contexts ;* 5. *Counters ;* 6. *Memory ;* 7. *Pads-input/output ;* 8. *PLA Drivers, Buffers and Pieces ;* 9. *Serial Arithmetic*. An Appendix with the descriptors of the cells and a Permuted Index are also included. Each chapter has a short introduction giving details of the description of the cells and their origin, sometimes on the status (tested or not) and on basical references.

Of course, this volume is not a self-contained one. The reader needs a suplementary introduction in the basics of VLSI and LSI, as well as an introduction to MOS circuits. However, the book is unvaluable in the design classes and can be used as a basis for a workshop.

Concluding, this „Designer's Library" is worth its name and can be a valuable tool for teachers in electronic engineering.

H. N. Teodorescu

NILSSON J. W., *Electric Circuits*. Sec. Ed., Addison-Wesley Publ. Co., Reading, Ma., 1987, XVIII + 860 pp., ISBN, 0-201-12695-8.

The text is born from an experience of thirty years of teaching. Professor James W. Nilsson uses it as an introductory course on circuit analysis at Iowa State University. The book appeared in the Addison-Wesley Series in Electrical Engineering.

Concerning the first fourteen chapters of the text, the author has assumed that the reader has had a course in elementary differential and integral calculus. He has also assumed the reader has had an introductory physics course, at either the high school or university level, that introduces the concepts of energy, power, electric charge, electric current, electric potential, and electromagnetic fields. As regards chapters 15...20, the author has assumed the student has had, or is taking, an introductory course in differential equations.

Chapters 1...4 introduce the reader, via resistive circuits, to the traditional topics of circuit analysis : Ohm's law, Kirchhoff's laws, node and mesh analysis, Thévenin/Norton equivalents, and the principle of superposition. The d'Arsonval ammeter, and voltmeter are introduced in Chapter 3. Chapters 5...8 introduce the analysis of simple *RL*, *RC* and *RLC* circuit structures that are disturbed by switching operations. The operational amplifier circuit is introduced in Chapter 9. This affords an opportunity, at an elementary level, to discuss what is today a basic building block in circuit design. The basic operation of the digital multimeter, an instrument of utmost importance in today's laboratory, is included in Chapter 9. Chapters 10 and 11 introduce analyzing the steady-state behavior of circuits driven by sinusoidal sources. The concept of a phasor and the importance of transferring the analysis from the time domain to the phasor one is stressed. The meaning of real, reactive, and complex power is also discussed. Chapter 12 is used to introduce the reader to the operation of balanced, three-phase circuits. The concept of mutual inductance is the topic of Chapter 13. The analysis of both the linear transformer and the ideal magnetic-core one are used to illustrate the importance of magnetic coupling. The first introduction to frequency response is in Chapter 14 where parallel and series resonance are discussed. These simple parallel and series structures are used to introduce the important concepts of resonant frequency, bandwidth, and quality of frequency selectivity. Chapter 15 and 16 introduce the Laplace transform as a tool for

circuit analysis. Functional transforms, operational transforms, partial-fraction expansions, s-domain equivalent circuits, and the Dirac delta function are discussed and illustrated. Chapter 17 expands the usefulness of the Laplace transform approach through the introduction of the transfer function and the convolution integral. The transfer function is also used to broaden the reader's perspective of frequency response via a discussion of Bode amplitude and phase angle plots. The steady-state response of circuits to periodic driving sources is discussed in Chapter 18. Fourier series representation of a periodic function is first developed and then usefulness of the Fourier series in circuit analysis is illustrated. The exponential form of the Fourier series is used as a way of introducing the Fourier transform, which is the topic of Chapter 19. The last chapter in the book introduces the reader to the two-port parameters *z*, *y*, *a*, *b*, *h*, and *g*.

There are four appendixes at the end of the book to help readers make effective use of their mathematical background. Appendix A reviews Cramer's method of solving simultaneous linear equations ; complex numbers are reviewed in Appendix B ; Appendix C is devoted to an abbreviated table of trigonometric identities which are useful in circuit analysis and an abbreviated table of useful integrals is tabulated in Appendix D.

The large number of very well designed problems represent a great help for the student. The author's opinion is that engineering courses have two primary objectives that go hand-in-hand. One is to impart quantitative information about systems and components that reflects the current state-of-the-art. The second is to develop techniques of analysis and synthesis that are applicable to a wide variety of specific problems. Students who develop the habit of thinking in terms of realistic numbers, which quantitatively describe the systems already in existence, and at the same time focus their attention on the principles that underlie the analysis of different systems and components will be in the best position to develop a successful career in a rapidly changing technology.

In compiling this second edition, the author considered the helpful suggestions offered by those who used or reviewed the first edition.

Professor James Nilsson considers that the best introduction to electrical engineering is via circuit analysis. His most convincing argument is the book itself.

Emanuel Savin

WESTE N. H. E., ESHRANIAN K., *Principles of CMOS VLSI Design. A System Perspective.* Addison-Wesley Publ. Co., Reading, Ma, USA, 1985, 431 pp., ISBN 01201-08222-5.

This volume is devoted to professionals in the field of integrated circuits design, mainly to students and the academic staffs of the departments of electrical and electronic engineering and to R&D engineers.

The topic covered by the book is one of the most important in electronic engineering and the approach of the authors fits the need of a systematic while comprehensive presentation of the methods of design of the CMOS — VLSI ICs. The content of the book is well structured, providing the reader with all the basical knowledge he needs to understand the manufacturing process of CMOS — VLSI circuits and their design constraints. Indeed, there are three main parts : the first is an *Introduction to CMOS Technology*, the second one deals with *Systems Design and Design Methods*, and the last one presents *CMOS System Case Studies*. The detailed content is as follows : 1. *Introduction to CMOS circuits;* 2. *MOS Transistor Theory ;* 3. *CMOS Processing Technology ;* 4. *Circuit Characterization and Performance Estimation ;* 5. *CMOS Circuit and Logic Design ;* 6. *Structured Design and Testing ;* 7. *Symbolic Layout Systems* ; 8. *CMOS Subsystem Design ;* 9. *System Case Studies ;* Appendix ; *Computing Noise Margins for CMOS and NMOS Inverters ;* References ; Bibliography ; Index.

The book is a valuable overview of current design methods, including all those relevant for implementation in CAD, of the methods of testing CMOS circuits and of the present technological constraints. It is a basical source of ideas for CMOS design, from the gate to the largest systems. Concluding, this is a most valuable reference in the field of electrical engineering.

H. N. Teodorescu
Dan Știurcă

HÖRBST E., MÜLLER-SCHLOER C., SCHWÄRTZEL H., *Design of VLSI Circuits Based on VENUS.* Springer Verlag, Berlin-Heidelberg-Tokyo-New York, 1987, 318 pp., ISBN 3-540-17663-2.

This book has three declared main goals : to show the new ways of solving user-specific problems of modern ICs design procedures, to give a general introduction to the methods of designing ICs, and to familiarize the user with the simplified methodology of designing ICs with a standard design procedure. To accomplish these aims, the following main topics are covred : *Introduction to the Design of Integrated Circuits, Introduction to Semiconductor Technology for Integrated Circuits, Layout Design Methods, Test Concepts, Cells and Libraries,* and *Application of the VENUS Design System.*

The chapters 1...4 are write at an introductory level and present the design methods for ICs, the standard technologies and layout design techniques. A particular emphasis is on the aspects of ICs testing by considering the test strategies, the design techniques for testability and the tools for testing.

The chapters 5 and 6 are concerned with the presentation of VENUS 1. VENUS is a registered trademark of Siemens AG. The name is the acronym for „VLSI-Entwicklung und Simulation". The book is a detailed presentation of VENUS capabilities, but it is not meant as a substitute for a VENUS user manual. VENUS serves as a learning tool for illustrating the up date level of ICs design automation.

The text is well written and in abundence illustrated by 192 high quality B&W and collored figures. The book ia a welcome addition to the literature on CAD domain, and will be useful for the engineers who are looking for the ICs design automation.

Dan Ştiurcă

BYRNES C. I., LINDQUIST A., (Ed.), *Modelling, Identification and Robust Control.* North-Holland, Amsterdam, 1986, 631 pp., ISBN 0-444-700544.

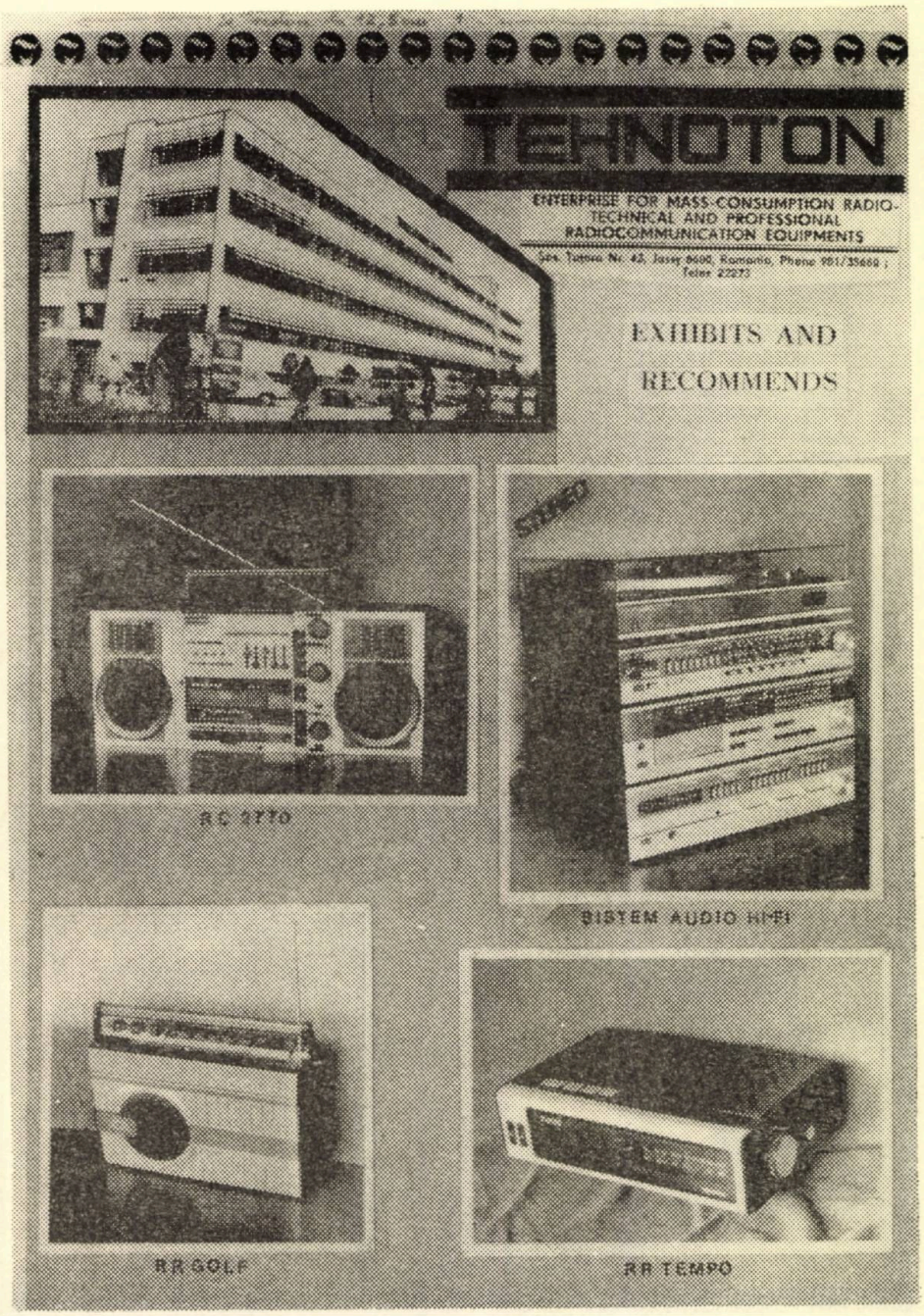
The volume contains papers selected from the contributions to the 7-th International Symposium on the Mathematical Theory of Networks and Systems held in June 10—14, 1985, at the Royal Institute of Technology in Stockholm, papers which are classified in seven sections.

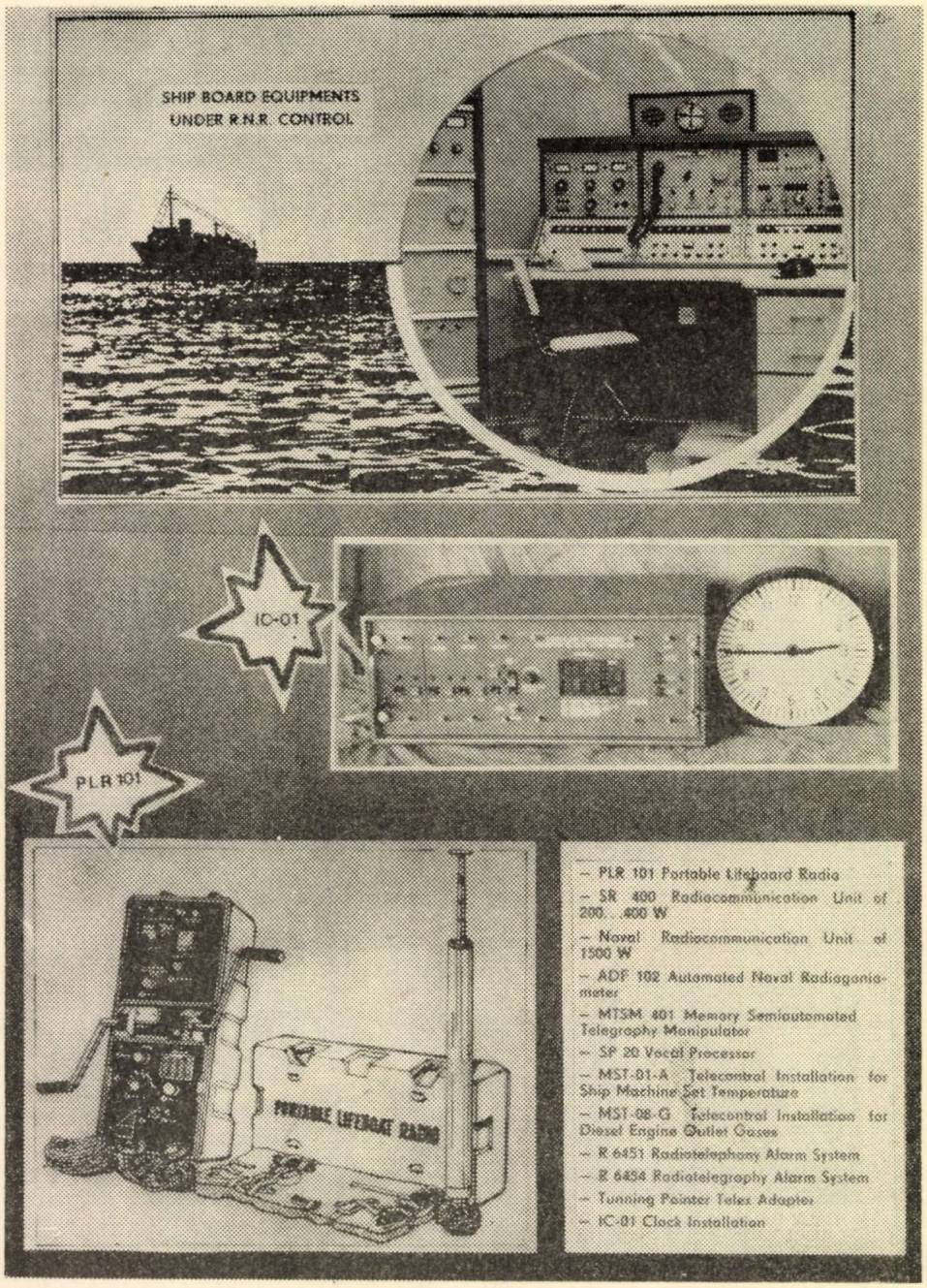
The main scope of the Symposium (and consequently the covered topics) was to extend modelling and identification techniques, to develop robust controllers design methods for systems with uncertainties due to approximation errors, unmodelled dynamics, parameter variation or noise contamination.

The first section includes papers presenting recent results in adaptive stabilization and improvements in adaptive control schemes. The second and the fifth chapters are devoted to robust control techniques based on H^{∞}-methods or parametric and multi-model methods. Papers dealing with modelling and realization theory constitute the nucleus of the third section, the fourth is dedicated to model reduction, and partial realization theory represents the theme of the sixth chapter. The last part of the volume concerned with system identification.

The papers appearing in this volume explore important new developments very useful for engineering practice where a precise knowledge of the process is often impossible.

Octavian Păstrăvanu


TEHNOTON
ENTERPRISE FOR MASS-CONSUMPTION RADIO-TECHNICAL AND PROFESSIONAL RADIOCOMMUNICATION EQUIPMENTS
Sos. Tutora Nr. 43, Jassy 6600, Romania, Phone 981/35660 ; Telex 22273
EXHIBITS AND RECOMMENDS
RC 2770
SISTEM AUDIO HI-FI
RR GOLF
RR TEMPO



- PLR 101 Portable Lifeboard Radio
- SR 400 Radiocommunication Unit of 200...400 W
- Naval Radiocommunication Unit of 1500 W
- ADF 102 Automated Naval Radiogoniometer
- MTSM 401 Memory Semiautomated Telegraphy Manipulator
- SP 20 Vocal Processor
- MST-01-A Telecontrol Installation for Ship Machine Set Temperature
- MST-08-G Telecontrol Installation for Diesel Engine Outlet Gases
- R 6451 Radiotelephony Alarm System
- R 6454 Radiotelegraphy Alarm System
- Tunning Pointer Telex Adapter
- IC-01 Clock Installation

„ELECTROCONTACT", BOTOȘANI

The enterprise „Electrocontact", Botoșani, is a modern industrial unit specialized in low voltage electric apparatus manufacturing.

Its fabrication list contains : underground and surface mining equipments (used in explosive as well as in normal environments), antiexplosive equipments for electric plants in chemical, oil wood processing, food and textile industries, cam switches (used in industrial control electric schemes), stops and microswitches as protection and/or control elements, industrial plugs (for low voltage electric networks), low voltage switches and separating switches, proximity inductive sensors, optoelectronic devices, capsulated panels, dry three-phased transformers and negative aeroions generators — GENION trade-mark.

Due to a high technical potential and a proper technological endosement, the enterprise is also able to assimilate other products at the request of its partners.

We present below some of our new assimilated or in course of assimilation products :

• DEFECT CURRENT PROTECTION DEVICE — it is set on the three-phase feed columns for mono- or three-phasic inductive or noninductive consummers providing them electric protection.

In agriculture — zootechny, the device is useful for animals electrocution protection while touching the electric equipments, complete electric protection of the electric motors, lighting equipments, resistive heating equipments and as an efficient warning-switch for the electric current in case of fire.

In industry, it provides protection for : electrical motors, fixed and mobile electrically driven equipments, people working with this kind of devices and comming into contact with electrical installations.

In national trade sectors, especially in shops and warehouses of valuable, inflammable or easily inflammable goods, in social-cultural institutions posessing values as libraries or museums as well necessary for fire prevention.

• MULTIPLE PROTECTION BIPOLAR PLUG — is an electrical unit which allows some mobile or fixed consummers to be fed up by monophased electrical energy (220 V/50 Hz) providing their protection against overloads and shortcircuits well as a rapid functioning, operating against electrocution.

This product is used in places were a very grood protection of the electric monophased consummers against overloads and shortcircuits and working staff against electrocution is necessary : laboratories, school workshops, mecanic workshops where one works with portable machine tools, in howehold domain for supplying electric consummers as : washing machines, mixers, portable electric machines, thermoplungers or in any other places where such a protection against the above mentioned deffects is necessary.

Tiparul executat sub cd. 7
la Întreprinderea Poligrafică Iaşi
str. 7 Noiembrie nr. 49

ORSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONTÉS KÖNYVTÁR 1893

1968 AUG 15

40822

F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXXV (XXXIX)

Fasc. 3–4

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1989

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

L.041645

Tomul XXXV (XXXIX)
Fasc. 3–4

Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1989

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. **CAMELUȚA BELDIE** (președinte)

Prof. dr. ing. **ADRIAN RADU**

Prof. dr. ing. **M. GAFIȚANU**

Conf. dr. ing. **D. LIUȚE**

Prof. dr. doc. **D. MANGERON**

Prof. dr. ing. **GH. MAXIM**

Acad. prof. dr. doc. **CRISTOFOR SIMIONESCU**

Prof. dr. doc. **GH. CHIRIȚĂ**

Prof. dr. doc. **VALERIU BLIDARU**

Această fascicolă a apărut și cu sprijinul material al comitetului sindical și consiliului U.A.S.C.R. al Institutului politehnic din Iași

COMITETUL DE REDACȚIE AL SECȚIEI III. ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. **ALEXANDRU POEATĂ**
Prof. dr. ing. **MIHAI ANTONIU**
Șef lucr. dr. ing. **MIHAIL VOICU**
Șef lucr. dr. ing. **LIVIU GORAȘ**

REDACȚIA

Prof. dr. doc. **D. MANGERON**
(redactor responsabil)
Prof. dr. ing. **HUGO ROSMAN**
(secretar)
Asist. ing. **ADRIAN ADĂSCĂLIȚEI**
(redactor)
ECATERINA IRIMIEA
(tehnoredactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4 1989

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag.

H. ROSMAN, Rezonanţa la poarta de intrare a unui cuadripol general, liniar şi pasiv, în regim permanent armonic (franc., rez. rom.) 1

S. MITREA şi A. ADĂSCĂLIŢEI, Asupra stabilităţii răspunsului de regim permanent armonic al unui circuit *RLC* serie cu neliniaritate esenţială şi avînd tensiune sinusoidală la borne (engl., rez. rom.) 13

E.-C. SAVIN, Asupra condensatoarelor (inductoarelor) cu *n* intrări corespunzătoare buclelor (nodurilor) de condensatoare (inductoare) liniare (engl., rez. rom.) 19

M. VOICU şi B. MOROŞAN, Structura de flux a spaţiului stărilor indusă de comanda mişcării de alunecare (engl., rez. rom.) 25

A. CREŢU, R. COCIU, E. CREŢU şi L. COCIU, Asupra indicării rezonanţei în circuitele electrice cu aplicare la măsurarea parametrilor *R*, *L*, *C*, (franc., rez. rom.) 31

E. HNATIUC, Asupra funcţionării electromagneţilor monofazaţi de curent alternativ de tip E—I cu o singură spiră în scurtcircuit (franc., rez. rom.) 39

A. BARABOI, Influenţa variaţiei cu temperatura a rezistenţei de strivire a materialului de contact asupra solicitării termice la scurtcircuit a contactelor electrice (franc., rez. rom.) 45

M. ANTONESCU, E. BANU şi P. DUMA, Tester de cadre crossbar pilotat cu microprocesor (germ., rez. rom.) 51

L. DIMITRIU, Aparat pentru electroacupunctură fiziologică (franc., rez. rom.) 57

S. HARGHEL şi C. FILIPIUC, Consideraţii privind caracteristicile maşinilor de curent continuu cu comutaţie electronică, alimentate prin invertor de curent (engl., rez. rom.) 61

V. ALEXANDRESCU, Utilizarea echivalenţilor REI—Dimo în studiul stabilizării optimale a sistemelor electroenergetice (franc., rez. rom.) 67

I. POPESCU, I. ZAHARIA, C. PETRESCU şi V. VARVARA, Determinarea energiei active disipate pe armonici produse de tracţiunea electrică feroviară (engl., rez. rom.) 73

GH. CĂRŢINĂ, Dimensiunea optimală a unui parc de transformare medie tensiune/joasă tensiune (franc., rez. rom.) 79

RECENZII 83

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tom XXXV (XXXIX), Fasc. 3–4 1989

Section III

ELECTROTECHNICS. ENERGETICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

	Pp.
H. ROSMAN, La résonance à la porte d'entrée d'un quadripôle général, linéaire et passif, en régime permanent harmonique (French, Romanian summary)	1
S. MITREA and A. ADĂSCĂLIŢEI, On the Stability Harmonic Steady-State Response in the Essentially Nonlinear Sine-voltage Driven Series *RLC* Circuit (English, Romanian summary)	13
E.-C. SAVIN, On the Capacitors (Inductors) with n Accesses Corresponding with Linear Capacitor Loops (Inductor Nodes), (English, Romanian summary)	19
M. VOICU and B. MOROŞAN, State Space Flow Structure Induced by Sliding Motion Control (English, Romanian summary)	25
A. CREŢU, R. COCIU, E. CREŢU et L. COCIU, Sur l'indication de la résonance dans les circuits électriques et son application dans la mesure des paramètres R, L, C (French, Romanian summary)	31
E. HNATIUC, Sur le fonctionnement des électroaimants monophasés à courant alternatif de type E–I munis d'une bague de déphasage sur la colonne médiane du noyau magnétique (French, Romanian summary)	39
A. BARABOI, L'influence de la variation par rapport à la température du taux de plasticité du matériel de contact sur la sollicitation thermique au court circuit des contacts électriques (French, Romanian summary)	45
M. ANTONESCU, E. BANU und P. DUMA, Mikroprozessorgesteuerter Prüfer für Kreuzschienenwählerrahmen (German, Romanian summary)	51
L. DIMITRIU, Appareil pour électroacupuncture physiologique (French, Romanian summary)	57
S. HARGHEL and C. FILIPIUC, Considerations Regarding the Characteristics of the Current Inverter Fed D.C. Machines with Electronic Commutation (English, Romanian summary)	61
V. ALEXANDRESCU, Sur l'utilisation des équivalents REI–Dimo dans l'étude de la stabilisation optimale des réseaux d'énergie (French, Romanian summary)	67
I. POPESCU, I. ZAHARIA, C. PETRESCU and V. VARVARA, Determination of Harmonic Active Energy Losses Produced by the A.C. Networks Supplying Railway (English, Romanian summary)	73
GH. CÂRŢINĂ, La dimension optimale d'un parc de transformateurs moyenne tension/basse tension (French, Romanian summary)	79
BOOK REVIEWS	83

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXXV (XXXIX), Вып. 3—4 1989

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Г. РОСМАН, Резонанс на входных зажимах линейного, пассивного, общего четырехполюсника, в установившемся гармоническом режиме (франц., рез. рум.) 1

С. МИТРЯ и А. АДЭСКЭЛИЦЕЙ, К устойчивости гармонического установившегося режима в строго нелинейной последовательной *RLC* цепи с синусоидальным приложеным напряжением (англ., рез. рум.) 13

Е.-К. САВИН, К *n*-выходным конденсатором (катушкам) соответствующие контурам (узлам) составлены линейными конденсаторами (катушками) (англ., рез. рум.) 19

М. ВОЙКУ и Б. МОРОШАН, Поточная структура пространства состояний определяемая управлением скользящего режима (англ., рез. рум.) 25

А. КРЕЦУ, Р. КОЧЮ, Е. КРЕЦУ и Л. КОЧЮ, Об детекции резонанса в электрических цепях для измерения параметров *R,L,C* (франц., рез. рум.) 31

Э. ХНАТЮК, О работе однофазного электромагнита переменного тока Ш-образной магнитной системы с одним короткозамнутым витком (франц., рез. рум.) 39

А. БАРАБОЙ, Влияние изменения сопротивления смятия материала контактов от температуры на процесс нагрева электрических контактов при коротком замыкании (франц., рез. рум.) 45

М. АНТОНЕСКУ, Е. БАНУ и П. ДУМА, Пробный прибор для рамок кроссбар управляемый с микропроцессорам (нем., рез. рум.) 51

Л. ДИМИТРИУ, Аппарат для физиологический электро-акупунктуры (франц., рез. рум.) 57

С. ХАРГЕЛ и К. ФИЛИПЮК, Примечания о характеристиков электрических машин постоянного тока с электронной комутацией питающие через назначенного тока инвертора (англ., рез. рум.) . . . 61

В. АЛЕКСАНДРЕСКУ, Использование сетей REI—Dimo к исследованию оптимальной стабилизации электроэнергетических систем (франц., рез. рум.) 67

И. ПОПЕСКУ, И. ЗАХАРИЯ, К. ПЕТРЕСКУ и В. ВАРВАРА, Определения потер активной энергии, обусловленной гармониками тока тяговых электрических нагрузок (англ., рез. рум.) 73

Г. КЫРЦИНЭ, Оптимальный размер трансформаторного парка СН/НН (франц., рез. рум.) 79

РЕЦЕНЗИЙ 83

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 621.392.5

LA RÉSONANCE Á LA PORTE D'ENTRÉE D'UN QUADRIPÔLE GÉNÉRAL LINÉAIRE ET PASSIF, EN RÉGIME PERMANENT HARMONIQUE

PAR

HUGO ROSMAN

1. Introduction

Le problème concernant les conditions capables à assurer la réalisation de la résonance à la porte d'entrée d'un quadripôle biporte linéaire, passif et réciproque, en régime permanent harmonique, a été posé pour la première fois en 1961 [1]. Les résultats acquis ont constitué les prémises de l'élaboration d'une thèse de doctorat [2], dont le but a été d'étudier et solutionner le problème, plus général, de la résonance aux portes d'un quadripôle biporte linéaire, passif et réciproque, en régime permanent harmonique.

Dans ce qui suit on pose un problème analogue concernant un quadripôle *général* linéaire, passif (QGLP) [3], fonctionnant, de même, en régime permanent harmonique, en y fournissant toutefois la solution.

2. Le domaine d'existence de l'impédance équivalente à la porte d'entrée d'un QGLP en régime permanent harmonique

On considère un QGLP (Fig. 1), dont les équations, en régime permanent harmonique, sont de la forme [3], [4] :

$$(1)\qquad \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} & \underline{A}_{13} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} & \underline{A}_{23} \\ \underline{A}_{31} & \underline{A}_{32} & \underline{A}_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{bmatrix},$$

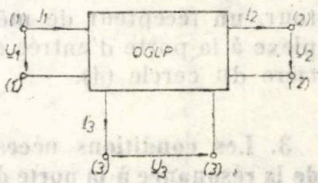


Fig .1

où $\underline{A}_{ij}$, $(i, j=1, 2, 3)$, représentent les paramètres fondamentaux du quadripôle.

Si l'on tient compte que

$$(2)\qquad \underline{U}_2=\underline{Z}_2\underline{I}_2, \qquad \underline{U}_3=\underline{Z}_3\underline{I}_3$$

et

$$(3)\qquad \underline{Z}_2=R_2+\mathrm{j}X_2, \qquad \underline{Z}_3=R_3+\mathrm{j}X_3,$$

le domaine d'existence de l'impédance équivalente à la porte d'entrée du QGLP est délimité, selon ce qu'on a prouvé dans une Note précedente [5], par le cercle ayant l'équation :

$$(4)\qquad -C_1(R_3, X_3)(R_{e1}^2+X_{e1}^2)+C_2(R_3, X_3)R_{e1}+C_3(R_3, X_3)X_{e1}-C_4(R_3, X_3)=0,$$

où

$$C_1(R_3, X_3)=\mathcal{R}e(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{22})(R_3^2+X_3^2)+\{\mathcal{R}e[\underline{A}_{23}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{31})]-$$
$$-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{21}\underline{A}_{22}^*)\}R_3+\{\mathcal{I}m[\underline{A}_{23}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{31})]+$$
$$+2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{21}\underline{A}_{22}^*)\}X_3+\mathcal{R}e(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{22}\underline{A}_{33})(\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{31}^*-\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{33}^*),$$

$$C_2(R_3, X_3)=\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}A_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)(R_3^2+X_3^2)+\{-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+$$
$$+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)+\mathcal{R}e[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{21}^*+\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23})+\underline{A}_{31}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{23}+\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^*)]\}R_3+$$
$$+\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)+\mathcal{I}m[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{21}^*+\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23})+$$
$$+\underline{A}_{31}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{23}+\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^*)]\}X_3+2\mathcal{R}e(\underline{A}_{13}\underline{A}_{23}^*)\mathcal{R}e(\underline{A}_{31}\underline{A}_{32}^*)-$$
$$-\mathcal{R}e\{\underline{A}_{33}[\underline{A}_{31}^*(\underline{A}_{12}\underline{A}_{23}^*+\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{22})+\underline{A}_{32}^*(\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{21}+\underline{A}_{11}\underline{A}_{23}^*)]\}+$$
$$(5)\qquad +A_{33}^2\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*),$$

$$C_3(R_3, X_3)=\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)(R_3^2+X_3^2)+\{-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+$$
$$+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)-\mathcal{I}m[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{21}^*)-\underline{A}_{31}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^*)]\}R_3-$$
$$-\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)-\mathcal{R}e[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{21}^*)-$$
$$-\underline{A}_{31}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^*)]\}X_3-2\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}_{23}^*)\mathcal{R}e(\underline{A}_{31}\underline{A}_{32}^*)-$$
$$-\mathcal{I}m\{\underline{A}_{33}[\underline{A}_{31}^*(\underline{A}_{12}\underline{A}_{23}^*-\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^*)-\underline{A}_{32}(\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{21}-\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23})]\}+$$
$$+A_{33}^2\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*),$$

$$C_4(R_3, X_3)=\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)(R_3^2+X_3^2)+\{\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]-$$
$$-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(A_{11}\underline{A}_{12}^*)\}R_3+\{\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]+$$
$$+2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)\}X_3-\mathcal{R}e(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*).$$

Dans tous les cas où le quadripôle général est passif et alimente, à son tour, un récepteur de même passif, l'afixe de l'impédance équivalente complexe à la porte d'entrée du QGLP doit être situé à l'intérieur ou sur la frontière du cercle (4).

3. Les conditions nécessaires et suffisantes qui assurent la réalisation de la résonance à la porte d'entrée d'un QGLP en régime permanent harmonique

Afin de réaliser des régimes de résonance à la porte d'entrée d'un QGLP' en régime permanent harmonique, il est nécessaire et suffisant que le cercle (4), qui délimite le domaine d'existence de l'impédance équivalente à la porte respective, soit intersecté par l'axe $X_{e1}=0$, Autrement dit, les racines de l'équation :

$$(6)\qquad C_1(R_3, X_3)R_{e1}^2+C_2(R_3, X_3)R_{e1}-C_4(R_3, X_3)=0,$$

c'est-à-dire

$$(7)\qquad R_{e1\,rez}=\frac{C_2(R_3,X_3)\pm\sqrt{C_2^2(R_3,X_3)-4C_1(R_3,X_3)C_4(R_3,X_3)}}{2C_1(R_3,X_3)}$$

soient, dans ces conditions, réelles et positives. Compte tenu que dans le cas d'un QGLP le cercle (4) est situé dans le demiplan $R_{e1}\geqslant 0$, il résulte que l'inégalité :

$$(8)\qquad C_2^2(R_3,X_3)-4C_1(R_3,X_3)C_4(R_3,X_3)\geqslant 0$$

doit être satisfaite. Si l'on fait appel aux expressions (5) on peut écrire l'inégalité (8) sous la forme équivalente :

$$(9)\qquad [a(R_3^2+X_3^2)+bR_3+cX_3](R_3^2+X_3^2)+dX_3^2+eX_3^2+fR_3+gX_3+h\geqslant 0,$$

où a, b, ..., h sont fonctions des paramètres A_{ij}, $(i,j=1,2,3)$, du QGLP que nous renonçons à les réproduire, leurs expressions en étant extrèmement compliquées. Si l'on maintient constante la fréquence des signaux (harmoniques) et pour une structure donnée du QGLP il s'ensuit qu'on peut réaliser les régimes de résonance à la porte d'entrée de celui-ci seulement pour de certaines valeurs de l'impédance $\underline{Z}_3$ situées dans un domaine délimité par l'inegalité (9).

Compte tenu des equations (1) ... (3) il est possible à déterminer l'impédance $\underline{Z}_2$ du récepteur en fonction de l'impédance équivalente à la porte d'entrée du QGLP, de l'impédance $\underline{Z}_3$ et des coefficients $\underline{A}_{ij}$ à savoir :

$$(10)\qquad \underline{Z}_2=\frac{-(\underline{A}_{22}\underline{Z}_3+\underline{A}_{21}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{22}\underline{A}_{33})\underline{Z}_{e1}+\underline{A}_{12}\underline{Z}_3+\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}}{(\underline{A}_{21}\underline{Z}_3+\underline{A}_{23}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{21}\underline{A}_{33})\underline{Z}_{e1}-\underline{A}_{11}\underline{Z}_3-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}+\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}}.$$

Si l'on considère les régimes qui réalisent la résonance à la porte d'entrée du QGLP, alors

$$(11)\qquad \underline{Z}_{e1}=\lambda R_{e1*},\qquad \lambda\in[0,\infty),$$

de sorte que

$$(12)\qquad \underline{Z}_2=\frac{\underline{A}_{12}\underline{Z}_3+\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}-\lambda(\underline{A}_{22}\underline{Z}_3+\underline{A}_{23}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{22}\underline{A}_{33})R_{e1*}}{-\underline{A}_{11}\underline{Z}_3-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}+\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}+\lambda(\underline{A}_{21}\underline{Z}_3+\underline{A}_{23}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{21}\underline{A}_{33})R_{e1*}}.$$

Si l'on maintient constante l'impédance $\underline{Z}_3$ alors l'afixe de $\underline{Z}_2$ décrit un (arc de) cercle qui ne passe pas par l'origine. Pour établir l'équation de celui-ci en coordonnées cartésiennes il s'avère plus facile à déterminer, préalablement, en utilisant de même les équations (1) ... (3), l'expression de l'impédance équivalente à la porte d'entrée du QGLP :

$$(13)\qquad \underline{Z}_{e1}=R_{e1}+jX_{e1}=\frac{(\underline{A}_{11}\underline{Z}_3+\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})\underline{Z}_2+\underline{A}_{12}\underline{Z}_3+\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}}{(\underline{A}_{21}\underline{Z}_3+\underline{A}_{23}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{21}\underline{A}_{33})\underline{Z}_2+\underline{A}_{22}\underline{Z}_3+\underline{A}_{23}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{22}\underline{A}_{33}}=\frac{\underline{G}}{H},$$

où

$$(14)\qquad \begin{aligned}\underline{G}=&[(\underline{A}_{11}\underline{Z}_3+\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})\underline{Z}_2+\underline{A}_{12}\underline{Z}_3+\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}]\times\\&\times[(\underline{A}_{21}^*\underline{Z}_3^*+\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{31}^*-\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{33}^*)\underline{Z}_2^*+\underline{A}_{22}^*\underline{Z}_3^*+\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{32}^*-\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{33}^*]\end{aligned}$$

et

$$H=[(\underline{A}_{21}\underline{Z}_3+\underline{A}_{23}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{21}\underline{A}_{33})\underline{Z}_2+\underline{A}_{22}\underline{Z}_3+\underline{A}_{23}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{22}\underline{A}_{33}]\times$$
$$\times[(\underline{A}^*_{21}\underline{Z}^*_3+\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})\underline{Z}^*_2+\underline{A}^*_{22}\underline{Z}^*_3+\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}_{22}\underline{A}_{33}]. \tag{15}$$

Tous calculs effectués on obtient :

$$\underline{G}=\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21}\underline{Z}^2_2\underline{Z}^2_3+\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})\underline{Z}^2_2\underline{Z}^*_3+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_2\underline{Z}^*_2\underline{Z}^2_3+\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-$$
$$-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})\underline{Z}^*_2\underline{Z}^*_3+\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})\underline{Z}^2_2\underline{Z}_3+(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-$$
$$-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})\underline{Z}^2_2+\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})\underline{Z}^*_2\underline{Z}_3+(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-$$
$$-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})\underline{Z}^*_2+\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}\underline{Z}_2\underline{Z}^2_3+\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})\underline{Z}_2\underline{Z}^*_3+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{22}\underline{Z}^2_3+$$
$$+\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})\underline{Z}^*_3+\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})\underline{Z}_2\underline{Z}_3+$$
$$+(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})\underline{Z}_2+\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})\underline{Z}_3+$$
$$+(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33}). \tag{16}$$

Compte tenu que la relation (10) constitue une transformation *linéaire* [6] qui réalise la transformation conforme des cercles situés dans le plan de la variable complexe $\underline{Z}_{e1}$ en cercles se trouvant dans le plan de la variable complexe $\underline{Z}_2$, il s'ensuit que la transformée conforme de la droite $X_{e1}=0$ est le cercle :

$$\mathcal{I}m(\underline{G})=0. \tag{17}$$

En égard l'expression (16), effectuant les calculs nécessaires (Annexe) résulte l'équation :

$$\Gamma_1(R_3,\ X_3)(R^2_2+X^2_2)+\Gamma_2(R_3,\ X_3)R_2+\Gamma_3(R_3,\ X_3)X_2+\Gamma_4(R_3,\ X_3)=0, \tag{18}$$

où

$$\Gamma_1(R_3,\ X_3)=\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})(R^2_3+X^2_3)+\{\mathcal{I}m[\underline{A}_{31}(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{21}-\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{23})]-$$
$$-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21})\}R_3-\{\mathcal{R}e[\underline{A}_{31}(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{21}-\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{23})]+$$
$$+2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21})\}X_3+\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{23})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33}),$$
$$\Gamma_2(R_3,\ X_3)=\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})(R^2_3+X^2_3)+\{-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+$$
$$+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})]\}R_3-$$
$$-\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-$$
$$-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})]\}X_3+2\mathcal{R}e(\underline{A}_{31}\underline{A}^*_{32})\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{23})-$$
$$-\mathcal{I}m[\underline{A}_{23}\underline{A}^*_{31}(\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{23}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}_{22})-\underline{A}_{32}\underline{A}^*_{33}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{21})]+$$
$$+A^2_{33}\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21}),$$
$$\Gamma_3(R_3,\ X_3)=\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})(R^2_3+X^2_3)+\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}-$$
$$-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})]\}R_3-$$
$$-\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-$$
$$-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})]\}X_3+2\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{23})\mathcal{I}m(\underline{A}_{31}\underline{A}^*_{32})+ \tag{19}$$

$$+\mathcal{R}e[\underline{A}_{31}^{*}\underline{A}_{23}(\underline{A}_{12}\underline{A}_{23}^{*}-\underline{A}_{13}^{*}\underline{A}_{22})-\underline{A}_{32}\underline{A}_{33}^{*}(\underline{A}_{11}^{*}\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{21}^{*})]-$$

$$-A_{33}^{2}\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^{*}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^{*}),$$

$$\Gamma_4(R_3, X_3)=\mathcal{I}m(\underline{A}_{12}\underline{A}_{22}^{*})(R_3^2+X_3^2)+\{\mathcal{I}m[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^{*}-\underline{A}_{12}^{*}\underline{A}_{23})]-$$

$$-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{12}\underline{A}_{22}^{*})\}R_3-\{\mathcal{R}e[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{11}^{*}\underline{A}_{13}-\underline{A}_{13}^{*}\underline{A}_{23})]-$$

$$-2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^{*})X_3+\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}_{23}^{*}\underline{A}_{32}^{*}-\underline{A}_{22}^{*}\underline{A}_{33}^{*}).$$

En synthétisant les résultats obtenus ci-dessus on peut énoncer le suivant

Théorème. *La condition nécessaire et suffisante afin qu'on réalise, au moins, un régime de résonance à la porte d'entrée d'un quadripôle général, linéaire et passif, ayant les paramètres fondamentaux* $\underline{A}_{ij}$, $(i, j=1, 2, 3)$ *et qui alimente un récepteur passif, en régime permanent harmonique, est que l'impédance* $\underline{Z}_3=R+\mathrm{j}X_3$ *ait des valeurs situées dans le domaine délimité par l'inegalité (9). Cette condition est équivalente à celle que l'impédance* $\underline{Z}_2=R_2+\mathrm{j}X_2$ *du récepteur décrit l'arc du diagramme ayant l'équation (18) situé dans le demiplan* $R_2\geqslant 0$.

4. Sur les régimes de résonance à la porte de sortie d'un QGLP, en régime permanent harmonique

Compte tenu que n'importe quel régime de résonance à la porte de sortie d'un QGLP est caracterisé par

$$X_2=0, \tag{20}$$

soit

$$\underline{Z}_2=\mu R_{2*}, \qquad \mu\in[0, \infty), \tag{21}$$

la relation (13) conduit à

$$\underline{Z}_{e1}=\frac{\underline{A}_{21}\underline{Z}_3+\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{23}+\mu(\underline{A}_{11}\underline{Z}_3+\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})R_{2*}}{\underline{A}_{22}\underline{Z}_3+\underline{A}_{23}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{21}\underline{A}_{33}+\mu(\underline{A}_{21}\underline{Z}_3+\underline{A}_{23}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{21}\underline{A}_{33})R_{2*}}, \tag{22}$$

qui représente l'équation d'un cercle qui ne passe pas par l'origine et coïncide avec celui sépare les sous-domaines d'existence $\mathcal{D}_{\underline{Z}'_{e1}}$, $\mathcal{D}_{\underline{Z}''_{e1}}$ de l'impédance équivalente à la porte d'entrée d'un QGLP qui correspondent à un récepteur passif inductif, respectivement capacitif, en régime permanent harmonique [4]. Il s'ensuit que *dans tous les régimes qui réalisent la résonance à la porte de sortie d'un QGLP, qui alimente un récepteur passif, l'impédance équivalente à la porte d'entrée décrit l'arc de cercle d'équation (22) situé à l'intérieur du domaine d'existence de cette impédance, le régime considéré en étant permanent harmonique.*

5. Possibilités de réaliser la double résonance, aux portes d'entrée et de sortie d'un QGLP en régime permanent harmonique

Il est possible à réaliser un tel régime seulement si le cercle d'equation (18) intersecte, au moins dans un point d'abscisse positive, l'axe $X_2=0$. Par conséquent il faut que l'équation :

$$\Gamma_1(R_3, X_3)R_2^2+\Gamma_2(R_3, X_3)R_2+\Gamma_4(R_3, X_3)=0 \tag{23}$$

ait au moins une racine réelle et positive. Dans ce cas il est nécessaire que les inégalités :

$$\Gamma_2^2(R_3, X_3)-4\Gamma_1(R_3, X_3)\Gamma_4(R_3, X_3)\geqslant 0, \quad \Gamma_1(R_3, X_3)\neq 0, \tag{24}$$

soient satisfaites.

Dans le cas limite $\Gamma_2^2(R_3, X_3)-4\Gamma_1(R_3, X_3)\Gamma_4(R_3, X_3)=0$ on peut réaliser un régime de double résonance seulement si sign $\Gamma_1(R_3, X_3) = -\text{sign}(R_3, X_3)$. Dans tous les autres cas ($\Gamma_2^2(R_3, X_3)-4\Gamma_1(R_3, X_3)\Gamma_4(R_3, X_3)>0$), il s'avère nécessaire, pour obtenir les régimes de double résonance, que, en outre, selon que $\Gamma_1(R_3, X_3)>0$ ou <0, l'inégalité $\Gamma_4(R_3, X_3)<0$, respectivement >0, ait lieu. Dans le premier cas l'équation (23) aura deux racines réelles et positives et par conséquent on pourra mettre en évidence deux régimes de double resonance tandis que dans le deuxième cas la même équation aura une seule racine réelle et positive de sorte que le QGLP serait capable à réaliser rien qu'un seul tel régime. Ces conditions sont réalisées seulement dans certains domaines du demi-plan complexe ($R_3>0$, jX_3). Une étude plus approfondie, mais qui impliquerait un grand volume de calculs laborieux, permettrait à délimiter, sous forme analytique, ces domaines.

6. La résonance à la porte *3,3'* d'un QGLP en régime permanent harmonique

Dans tous les cas où la structure du QGLP est caractérisée par $\underline{Z}_3 = R_3$ et par conséquent $X_3=0$, on peut considérer qu'on réalise la résonance à la porte *3,3'* du quadripôle, avec des implications concernant les possibilités d'obtenir les régimes de résonance à la porte d'entrée de celui-ci. Si l'on a en vue de tels cas le domaine d'existence de l'impédance équivalente à la porte d'entrée d'un QGLP est un cercle (v. (4)), dont l'équation est :

$$-C_1^*(R_3)(R_{e1}^2+X_{e1}^2)+C_2^*(R_3)R_{e1}+C_3^*(R_3)X_{e1}+C_4^*(R_3)=0, \tag{25}$$

où

$$\begin{aligned}
C_1^*(R_3)&=\mathcal{R}e(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{22})R_3^2+\{\mathcal{R}e[\underline{A}_{23}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{31})]-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{21}\underline{A}_{22}^*)\}R_3+\\
&+\mathcal{R}e(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{22}\underline{A}_{33})(\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{31}^*-\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{33}^*),\\
C_2^*(R_3)&=\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)R_3^2+\{-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)+\\
&+\mathcal{R}e[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{21}^*+\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23})+\underline{A}_{31}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{23}+\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^*)]R_3+\\
&+2\mathcal{R}e(\underline{A}_{13}\underline{A}_{23}^*)\mathcal{R}e(\underline{A}_{31}\underline{A}_{32}^*)-\mathcal{R}e\{\underline{A}_{33}[\underline{A}_{31}^*(\underline{A}_{12}\underline{A}_{23}^*+\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{22})+\\
&+\underline{A}_{32}^*(\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{21}+\underline{A}_{11}\underline{A}_{23}^*)]\}+A_{33}^2\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*),\\
C_3^*(R_3)&=\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)R_3^2+\{-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)-\\
&-\mathcal{I}m[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)-\underline{A}_{31}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^*)]\}R_3-\\
&-2\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}_{23}^*)\mathcal{R}e(\underline{A}_{31}\underline{A}_{32}^*)-\mathcal{I}m\{\underline{A}_{33}[\underline{A}_{31}^*(\underline{A}_{12}\underline{A}_{23}^*-\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^*)-\underline{A}_{32}^*(\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{21}-\\
&-\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23}^*)]\}+A_{33}^2\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*),\\
C_4^*(R_3)&=\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)R_3^2+\{\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)\}R_3-\\
&-\mathcal{R}e(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{21}^*).
\end{aligned} \tag{29}$$

Ce cercle est situé dans le demiplan $R_{e1}\geqslant 0$ et pour réaliser au moins un régime de résonance à la porte d'entrée du quadripôle ($X_{e1}=0$) il est nécessaire et suffisant que l'inégalité :

$$C_2^{*2}(R_3)-4C_1^*(R_3)C_4^*(R_3)\geqslant 0 \tag{27}$$

soit satisfaite. Compte tenu des relations (26) l'inégalité (27) devient :

$$(a^*R_3+b^*)R_3^3+(c^*R_3+d^*)R_3+e^*\geqslant 0, \qquad R_3\geqslant 0, \tag{28}$$

où $a^*, b^*, \ldots, e^*$ sont fonctions des paramètres A_{ij}, $(i,j=1,2,3)$, du quadripôle. À l'aide des inégalités (28) on peut délimiter certains domaines des valeurs de la résistance R_3 qui assurent la réalisation de la résonance à la porte d'entrée d'un QGLP lorsque à la porte *3,3'* est réalisée également la résonance, le régime en étant permanent harmonique. Dans ces conditions l'afixe de l'impedance $\underline{Z}_2$ du récepteur doit décrire le cercle (v. (18)) :

$$\Gamma_1^*(R_3)(R_2^2+X_2^2)+\Gamma_2^*(R_3)R_2+\Gamma_3^*(R_3)X_2+\Gamma_4^*(R_3)=0, \tag{29}$$

situé dans le demiplan $R_2\geqslant 0$, où (v. (19)) :

$$\begin{aligned}
\Gamma_1^*(R_3)&=\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)+\{\mathcal{I}m[\underline{A}_{31}(\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*-\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23})]-\\
&-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{21}^*)\}R_3+\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{23})(\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{31}^*-\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{33}^*),\\
\Gamma_2^*(R_3)&=\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)R_3^2+\{-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)+\\
&+\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}^*+\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{31})-\underline{A}_{33}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}^*+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]\}R_3+\\
&+2\mathcal{R}e(\underline{A}_{31}\underline{A}_{32}^*)\mathcal{I}m(\underline{A}_{12}\underline{A}_{23}^*)-\mathcal{I}m[\underline{A}_{31}^*\underline{A}_{23}(\underline{A}_{12}\underline{A}_{23}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32})-\\
&-\underline{A}_{32}\underline{A}_{33}^*(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{21}^*)]+A_{33}^2\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*+\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*),\\
\Gamma_3^*(R_3)&=\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*-\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)R_3^2+\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*-\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*)+\\
&+\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{32}-\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{31})-\underline{A}_{33}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})]\}R_3+\\
&+2\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}_{23}^*)\mathcal{I}m(\underline{A}_{31}\underline{A}_{32}^*)+\mathcal{R}e[\underline{A}_{31}^*\underline{A}_{33}(\underline{A}_{12}\underline{A}_{23}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{22})-\\
&-\underline{A}_{32}\underline{A}_{33}^*(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{21}^*)]-A_{33}^2\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}_{22}^*-\underline{A}_{12}\underline{A}_{21}^*),\\
\Gamma_4^*(R_3)&=\mathcal{I}m(\underline{A}_{12}\underline{A}_{22}^*)R_3^2+\{\mathcal{I}m[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{22}^*-\underline{A}_{12}\underline{A}_{23})]-\\
&-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{12}A_{22}^*)\}\ R_3+\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}_{23}^*\underline{A}_{22}^*-\underline{A}_{22}^*\underline{A}_{33}^*).
\end{aligned} \tag{30}$$

Enfin, on peut poser le problème de réaliser la résonance double, aux portes d'entrée et de sortie d'un QGLP, en régime permanent harmonique, lorsque la résonance est obtenue même à la porte *3,3'* du quadripôle. Un tel régime pourrait être considéré comme une *résonance triple* et il est possible à le realiser seulement si le cercle d'équation (29) intersecte au moins dans un point d'abscisse positive l'axe $X_2=0$. Dans ces conditions il faut que l'équation :

$$\Gamma_1^*(R_3)R_2^2+\Gamma_2^*(R_3)R_2+\Gamma_4^*(R_3)=0 \tag{31}$$

admette au moins une racine réelle et positive, c'est-à-dire :

$$\Gamma_2^{*2}(R_3)-4\Gamma_1^*(R_3)\Gamma_4^*(R_3)\geqslant 0, \qquad \Gamma_1^*(R_3)\neq 0. \tag{32}$$

Si l'on tient compte de (30) l'inégalité (32) devient :

$$(\alpha^* R_3+\beta^*)R_3^3+(\gamma^* R_3+\delta^*)R_3+\varepsilon^*\geqslant 0, \qquad R_3\geqslant 0. \tag{33}$$

Dans le cas limite où $\Gamma_2^{*2}(R_3)-4\Gamma_1^*(R_3)\Gamma_4^*(R_3)=0$ il est possible à réaliser un seul régime de triple résonance seulement si la condition $\text{sign}\,\Gamma_1^*(R_3)=-\text{sign}\,\Gamma_2^*(R_3)$ est satisfaite. Si $\Gamma_2^{*2}(R_3)-4\Gamma_1^*(R_3)\Gamma_4^*(R_3)>0$ on peut distinguer deux situation : a) $\Gamma_1^*(R_3)>0$, $\Gamma_4^*(R_3)<0$; l'équation (31) a deux racines réelles et positives ; b) $\Gamma_1^*(R_3)<0$, $\Gamma_4^*(R_3)>0$; l'équation (31) admet une seule racine réelle et positive. Par conséquent un QGLP, en régime permanent harmonique, peut admettre un où au plus deux régimes de résonance triple dans les conditions ci-dessus. Si ces conditions ne sont pas satisfaites alors il n'y a acune possibilité de réaliser un régime de résonance triple. Les valeurs de la résistance du récepteur qui permettent à obtenir un tel regime sont données par les racines réelles et positives de l'équation (31).

7. Conclusions

1. On établit les conditions nécessaires et suffisantes afin qu'un QGLP, qui alimente un récepteur passif, soit capable à réaliser, en regime permanent harmonique, la résonance à la porte d'entrée. En ce cas les valeurs possibles de l'impedance $\underline{Z}_3$ se trouvent dans un certain domaine du demiplan $R_3\geqslant 0$, délimité par la courbe (9), tandis que l'impédance $\underline{Z}_2$ décrit l'arc de cercle (18) situé dans le demiplan $R_2\geqslant 0$.

2. On prouve que dans les régimes qui réalisent la résonance à la porte de sortie d'un QGLP, qui alimente un récepteur passif, le régime en étant permanent harmonique, l'impédance équivalente à la porte d'entrée décrit l'arc de cercle (22) situé à l'intérieur du domaine d'existence de celle-ci.

3. Si le régime est toujours permanent harmonique on peut obtenir, pour un QGLP, au plus deux situations distinctes, qui réalisent simultanément la résonance tant à la porte d'entrée qu'à celle de sortie ; ce sont les regimes de double résonance. Il n'est pas possible à les réaliser que pour des valeurs de l'impedance $\underline{Z}_3$ situées dans certains domains du demiplan $R_3\geqslant 0$.

4. Un QGLP qui alimente, en régime permanent harmonique, un récepteur passif, est capable à réaliser simultanément la résonance à la porte d'entrée et à la porte *3,3'*, seulement si l'impédance du récepteur a des valeurs situées sur l'arc de cercle (29) se trouvant dans le demiplan $R_2\geqslant 0$. En certaines conditions on peut réaliser, simultanément, même la résonance à toutes les trois portes du quadripôle ; ce sont les régimes de triple résonance et on peut obtenir au plus deux tels régimes.

5. Un QGLP peut réaliser, en régime permanent harmonique, des régimes *de résonance globale*, lorsque la puissance réactive totale échangée aux portes du quadripôle avec l'extérieur est nulle. L'étude détaillée de ces régimes fera l'objet d'une Note subséquente.

Annexe

Compte tenu de la relation (16) et tous calculs effectués on obtient l'expression :

$$\mathcal{I}m(G)=(\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21})(R^2_3+X^2_3)+\mathcal{I}m[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})+$$

$$+\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})]R_2-\mathcal{R}e[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})-\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})]X_2+$$

$$+\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{23})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{32}))(R^2_2+X^2_2)+$$

$$+\{\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})(R^2_3+X^2_3)+\mathcal{I}m[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})+$$

$$+\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})+\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})+\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})]R_3-$$

$$-\mathcal{R}e[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})-\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})+\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})-$$

$$-\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})]X_3+\mathcal{I}m[(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})+$$

(A.1) $$+(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32})]\}R_2+\{\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})(R^2_3+X^2_3)-$$

$$-\mathcal{R}e[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})+\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})-\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})-$$

$$-\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})]R_3-\mathcal{I}m[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})-\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})-$$

$$-\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})+\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})]X_3-$$

$$-\mathcal{R}e[(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})-(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32})]\}X_2+$$

$$+\mathcal{I}m(\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{22})(R^2_2+X^2_3)+\mathcal{I}m[\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})+\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})]\}R_2-$$

$$-\mathcal{R}e[\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})-\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})]X_3+$$

$$+\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33}).$$

Mais

$$\mathcal{I}m[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})+\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})]=\mathcal{I}m[\underline{A}_{31}(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{21}-\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{23})]-$$

$$-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21}),$$

$$\mathcal{R}e[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})-\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})]=\mathcal{R}e[\underline{A}_{31}(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{21}-\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{23})]+$$

$$+2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21}),$$

$$\mathcal{I}m[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})+\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})+\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})+$$

$$+\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})]=-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+$$

(A.2) $$+\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})],$$

$$\mathcal{R}e[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})-\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{32})+\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})-$$

$$-\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})=2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+$$

$$+\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})],$$

$$\mathcal{I}m[(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})+(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32})]=$$

$$=2\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{23})\mathcal{R}e(\underline{A}_{31}\underline{A}^*_{32})-\mathcal{I}m[\underline{A}^*_{31}\underline{A}_{33}(\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}_{23})-$$

$$-\underline{A}_{32}\underline{A}^*_{33}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{21})+\underline{A}^2_{33}\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21}),$$

$$\mathcal{R}e[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})+\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})-\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})-$$

$$-\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})]=2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+$$

$$+\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})],$$

$$\mathcal{I}m[\underline{A}^*_{21}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})-\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})-\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{33})+$$

$$+\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})]=2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+$$

$$+\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})],$$

$$\mathcal{R}e[(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33})-(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32})]=$$

$$=-2\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{23})\mathcal{I}m(\underline{A}_{31}\underline{A}^*_{32})-\mathcal{R}e[\underline{A}^*_{31}\underline{A}_{33}(\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{23}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}_{22})-$$

$$-\underline{A}_{32}\underline{A}^*_{33}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{21})-A^2_{33}\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21}),$$

$$\mathcal{I}m[\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})+\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})]=\mathcal{I}m[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{23})]-$$

$$-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{22}),$$

$$\mathcal{R}e[\underline{A}^*_{22}(\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})-\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33})]=\mathcal{R}e(\underline{A}_{32}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{13}-\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{23})]-$$

$$-2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{22}),$$

de sorte que la relation (A.1) devient :

$$\mathcal{I}m(\underline{G})=(\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21})(R^2_3+X^2_3)+\{\mathcal{I}m[\underline{A}_{31}(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{21}-\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{23})]-$$

$$-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21})\}R_3-\{\mathcal{R}e[\underline{A}_{31}(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{21}-\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{23})]+$$

$$+2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{21})\}X_3+\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}-\underline{A}_{11}\underline{A}_{23})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{31}-\underline{A}^*_{21}\underline{A}^*_{33}))(R^2_2+X^2_2)+$$

$$+(\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})(R^2_3+X^2_3)+\{-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+$$

$$+\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})]\}R_3-$$

$$-\{2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-$$

$$-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})]\}X_3+2\mathcal{R}e(\underline{A}_{31}\underline{A}^*_{32})\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{23})-$$

$$-\mathcal{I}m[\underline{A}^*_{31}\underline{A}_{33}(\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{23}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}_{22})-\underline{A}_{32}\underline{A}^*_{33}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{21})]+$$

(1.3)

$$+A^2_{33}\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}+\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21}))R_2+(\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})(R^2_3+X^2_3)+$$

$$+\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-$$

$$-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})]\}R_3-\{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21})+$$

$$+\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})-\underline{A}_{23}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}-\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})]\}X_3+$$

$$+2\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{23})\mathcal{I}m(\underline{A}_{31}\underline{A}^*_{32})+\mathcal{R}e[\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{23}(\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{23}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}_{22})-$$

$$-\underline{A}_{32}\underline{A}^*_{33}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{23}-\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{21})]-A^2_{33}\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{21}))X_2+$$

$$+\mathcal{I}m(\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{22})(R^2_3+X^2_3)+\{\mathcal{I}m[\underline{A}_{32}(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{22}-\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{23})]-$$

$$-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{22})\}R_3-\{\mathcal{R}e[\underline{A}_{32}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{13}-\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{23})]-$$
$$-2\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}\underline{A}^*_{23})\}X_3+\mathcal{I}m(\underline{A}_{13}A_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33})(\underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32}-\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33}).$$

Reçue le 28 décembre 1988

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures
et Machines électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Rosman H., Braier A., *Asupra transmisiei cu factor de putere optim a energiei active prin sisteme electrice* (I). Bul. Inst. polit., Iaşi, **VII (XI)**, *3—4*, 243—256 (1961).
2. Rosman H., *Rezonanţa la porţile de acces ale unei reţele electrice liniare de tip cuadripol diport, pasiv şi reciproc, în regim permanent sinusoidal.* Thèse de doctorat, Institut Polytechnique, Jassy, 1968.
3. Сигорский В. П., *Общая теория четырёхполюсника.* Изд. АН УССР, Киев, 1955.
4. Şora C., *Cuadripolul electric.* Ed. Tehn., Buc., 1964.
5. Rosman H., *Le domaine d'existence de l'impédance équivalente à la porte d'entrée d'un quadripôle général en régime permanent harmonique.* Mem. secţ. şt. Acad. R.S.R., s. IV, **XI** (1988) (sous presse).
6. Stoilow S., *Teoria funcţiilor de o variabilă complexă.* Ed. Acad. R.P.R., Buc., 1964.

REZONANŢA LA POARTA DE INTRARE A UNUI CUADRIPOL GENERAL, LINIAR ŞI PASIV, ÎN REGIM PERMANENT ARMONIC

(Rezumat)

Se stabilesc condiţiile necesare şi suficiente pentru ca la poarta de intrare a unui cuadripol general, liniar şi pasiv, să fie realizată rezonanţa în regim permanent armonic. În acelaşi timp se cercetează posibilităţile de a realiza rezonanţa, simultan, fie la poarta de intrare şi cea de ieşire (rezonanţă dublă), fie la toate cele trei porţi ale cuadripolului (rezonanţă triplă).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.3.016.35

ON THE STABILITY OF HARMONIC STEADY-STATE RESPONSE IN THE ESSENTIALLY NONLINEAR SINE-VOLTAGE DRIVEN SERIES *RLC* CIRCUIT

BY

SAVEL MITREA and ADRIAN ADĂSCĂLIȚEI

1. Introduction

It is known that stability in the small for a nonautonomous nonlinear system can be determined by the behaviour of solution to the variational equation obtained by linearization in the vicinity of steady-state response. Since the circuit under consideration in this paper is essentially nonlinear we use a piecewise-linear method to find the harmonic steady-state symmetrical response. Stability of the solution in such cases is determined by finding the characteristic multipliers of the corresponding difference equations. In addition to that we determine the sensitivity to initial conditions of the above mentioned solution. It is found that sensitivity to initial conditions has a simpler expression whereas providing almost the same information about the stability as the characteristic multipliers. The simplicity of the expression permits to bring out easily the factors that cause instability, once the input—output amplitude characteristic is known.

2. Deriving Expressions for the Characteristic Multipliers and Sensitivity to Initial Conditions

The circuit under consideration is shown in Fig. 1. The characteristic $\Psi(i)$ of essentially nonlinear inductive element is shown in Fig. 2. Fig. 3 shows the response waveform by aid of which the steady-state solution is found.

We assign values to V, ω and assume that the initial conditions are : $\Psi_0=\Psi_s$, $V_{c0}>V$, $\theta\in(0,\pi)$. On the nonconducting interval, $t\in(0,t_1)$, during which $i\equiv 0$, i.e. $v_c\equiv V_{c0}$, we can write the equation $V_{c0}+\mathrm{d}\Psi/\mathrm{d}t=v$, which gives

$$\Psi=\Psi_s-\int_0^t (V_{c0}-v)\,\mathrm{d}t'. \tag{1}$$

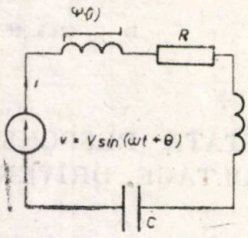


Fig. 1

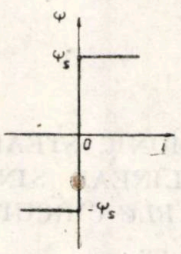


Fig. 2

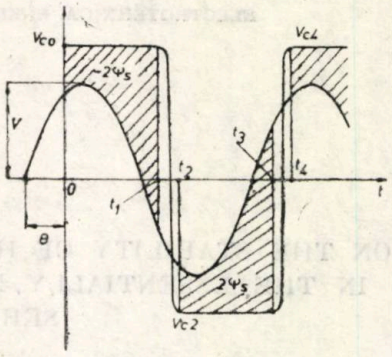


Fig. 3

It is seen from (1) and Fig. 3 that the absolute value of net variation of flux linkage Ψ over any nonconducting interval is $2\Psi_s$.

The linear *RLC* branch is connected to the source at the end of each nonconducting interval. On the conducting interval $t \in (t_1, t_2)$ the circuit is described by the well known differential equation

$$LC\frac{d^2v_c}{dt^2} + RC\frac{dv_c}{dt} + v_c = v. \tag{2}$$

It is assumed that circuit parameters are such that $R < 2\sqrt{L/C}$ therefore the natural response is underdamped. It is also assumed that the damped natural frequency $\omega_d = [1/(LC) - R^2/(2L)^2]^{1/2} \gg \omega$, hence the duration of conducting interval is very small in comparison with the period of applied sine voltage. In view of the above the applied voltage is assumed to be constant over all conducting intervals. In this way a significant simplification of response expression is accomplished with no perceptible loss in accuracy.

By introducing the adimensional variable $\tau = \omega t$ and taking account of the above assumptions we can write for the first two intervals in Fig. 3 the expressions:

$$\omega\Psi = \omega\Psi_s - V[\cos(\tau+\theta) - \cos\theta] - \tau V_{c0}, \tag{3}$$

where $\tau \in (0, \tau_2)$, and

$$V_{c2} = V(1+e^{-\delta/2})\sin(\tau_2+\theta) - V_{c0}e^{-\delta/2}, \tag{4}$$

respectively. The adimensional exponent in (4) has the form $\delta = \pi R/(\omega_d L)$ and is known in the literature as the logarithmic decrement of underdamped natural response of the series *RLC* circuit.

With minor modifications, expressions (3) and (4) permit the simulation of transient response signal in the circuit. It is known that by selecting appropriate initial conditions the transient can be suppressed. Thus by setting the periodicity conditions $\Psi = -\Psi_s$, $\tau = \tau_2 = k\pi$ (where k is an odd integer) in (3) and $\tau_2 = k\pi$, $V_{c2} = -V_{c0}$ in (4), we obtain the equations

$$2V\cos\theta - k\pi V_{c0} = -2\Psi_s\omega, \quad (1+e^{-\delta/2})V\sin\theta - (1-e^{-\delta/2})V_{c0} = 0, \tag{5}$$

that are linear with respect to V and V_{c0}. Assigning values to k and θ one can find from (5) V and V_{c0} such that the transient is suppressed. The input —output amplitude characteristic for harmonic symmetrical response, $k=1$, is presented in Fig. 4. The voltages V and V_{c0} are normalized with respect to $\omega\Psi_s$. The upper limit of V_{c0} is established by the validity condition $\Psi \in (-\Psi_s, \Psi_s)$ which must be fulfilled for all $\tau \in (0, \pi)$. To this purpose expression (3) is used.

In order to determine stability to small perturbations of the symmetrical solution we have to write (3) and (4) in the following, more general, form:

$$\omega\Psi_{s_{j+2}} = \omega\Psi_{s_j} + V[-\cos(\tau_{j+2}+\theta) + \cos(\tau_{j+2}^{*}+\theta)] - (\tau_{j+2} - \tau_j) V_{cj} \overset{\Delta}{=} f_1, \tag{6}$$

$$V_{c_{j+2}} = V(1+e^{-\delta/2})\sin(\tau_{j+2}^{*}+\theta) - V_{cj}e^{-\delta/2} \overset{\Delta}{=} f_2, \tag{7}$$

where j stands for the subscript of t_j in Fig. 3. The above expressions describe the solution to the circuit viewed as a discrete-time system. Linearization of f_1 and f_2 in the vicinity of a symmetrical solution given by (5) results in the expressions:

$$\frac{\partial f_1}{\partial \tau_j}\bigg|_0 d\tau_j^{*} + \frac{\partial f_1}{\partial V_{c_j}}\bigg|_0 dV_{c_j} + \frac{\partial f_1}{\partial \tau_{j+2}}\bigg|_0 d\tau_{j+2} = 0, \tag{8}$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial \tau_{j+2}}\bigg|_0 d\tau_{j+2} + \frac{\partial f_2}{\partial V_{c_j}}\bigg|_0 dV_{c_j} = dV_{c_{j+2}}, \tag{9}$$

which in their turn lead to a system of two linear algebraic equations in the unknowns $d\tau_j$, dV_{c_j}. The eigenvalues of the coefficient matrix are termed in the literature as characteristic multipliers. A periodic solution is stable to small perturbations if the corresponding characteristic multipliers are located whithin the unit circle. The characteristic multipliers λ_1, λ_2 of the harmonic symmetrical solution described by (5) are represented in Fig. 5 as functions of V_{c0}. The periodic solution is stable when both $|\lambda_1|$ and $|\lambda_2|$ are smaller than unity. The expressions for λ_1 and λ_2 are not given here because they are rather involved.

Another way of determining stability is to evaluate the sensitivity to initial conditions of the periodic solution. The solution is viewed as a response waveform for which the transient is suppressed by an appropriate selection of initial conditions. Assume that at $\tau=0$ the initial capacitor voltage V_{c0} changes by dV_{c0}. Since the hatched area in Fig. 3 remains constant the duration of the first conducting interval varies by $d\tau_2$ (we recall that the duration of conducting interval is assumed to be negligibly small). As a consequence the voltage V_{c2} will differ from $-V_{c0}$ by dV_{c2}. The new solution, which is no more periodic, may diverge from or approach in time the periodic solution. As it is known it cannot intersect in a finite time the periodic solution since the time at which both waveforms start is the same ($t_0=0$). Therefore the ratio $dV_{c2}/dV_{c0} \overset{\Delta}{=} s$ tels us whether the periodic solution is stable to small perturbations occuring in the state variable v_c. In order to find the expression for s we set $\tau=\tau_2$ and $\Psi=-\Psi_s$ in (3), then

differentiate (3) and (4) with respect to V_{c0}, taking into account that quantities τ_2 and V_{c2} depend on it. Then, setting $\tau_2 = k\pi$, we get the expressions

$$(10)\quad \frac{d\tau_2}{dV_{c0}} = -\frac{k\pi}{V\sin\theta + V_{c0}}, \quad (11)\quad \frac{dV_{c2}}{dV_{c0}} = -e^{-\delta/2} - (1+e^{-\delta/2})\frac{d\tau_2}{dV_{c0}} \cdot \frac{dV}{d\tau}\Big|_{\tau=\tau_2=k\pi},$$

where V, V_{c0} and θ take on the values obtained from (5). The curve $s = f(V_{c0})$ is shown in Fig. 5 for $k=1$.

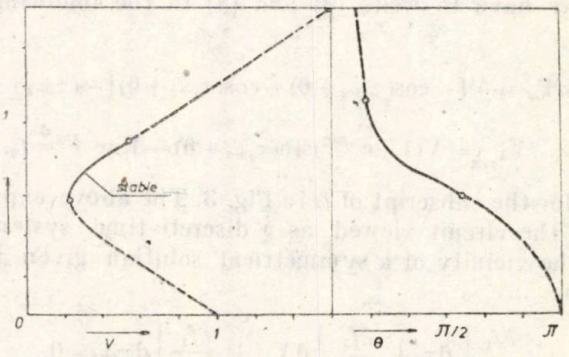


Fig. 4

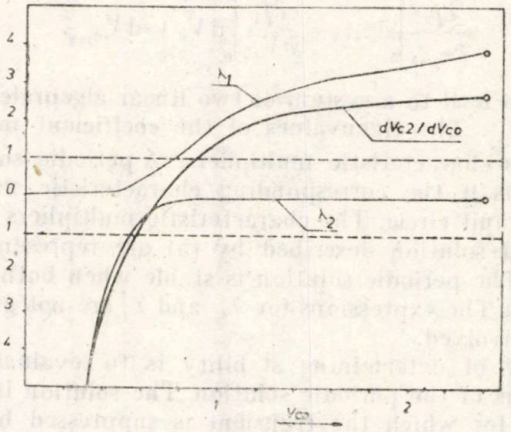


Fig. 5

3. Conclusions

It is seen in Fig. 5 that the interval on which the response is stable as given by λ_1, λ_2 on one hand and by s on the other hand is almost the same. Moreover, expressions (10) and (11) are very simple, showing why the symmetrical response becomes unstable. For instance, it is seen that as k increases the stable region, shown with solid line in Fig. 4, becomes smaller. Also, if $dV/d\tau|_{\tau=\tau_2=k\pi}=0$, that is if the input is a square waveform voltage,

the output is stable. It is known that chaotic behaviour of deterministic systems is associated with high sensitivity to initial conditions. Expressions (10) and (11) together with the curves in Fig. 4 show easily where $s \to \infty$. The capability of the circuit to exhibit chaos will be dealt with by the authors in a future paper.

Received, March 12, 1989

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics, Electrical Measurements and Machines

ASUPRA STABILITĂȚII RĂSPUNSULUI DE REGIM PERMANENT ARMONIC AL UNUI CIRCUIT *RLC* SERIE CU NELINIARITATE ESENȚIALĂ ȘI AVÎND TENSIUNE SINUSOIDALĂ LA BORNE

(Rezumat)

Stabilitatea la mici perturbații a unui sistem neliniar neautonom poate rezulta din comportarea soluției ecuației variaționale obținută prin liniarizare în vecinătatea răspunsului de regim permanent. Deoarece circuitul considerat este cu neliniaritate esențială se utilizează metoda liniarizării pe porțiuni pentru a determina soluția armonică simetrică de regim permanent. Stabilitatea soluției în astfel de cazuri se determină cu ajutorul multiplicatorilor caracteristici. În afară de aceștia se determină și sensibilitatea la condiții inițiale a soluției periodice. Expresia sensibilității la condiții inițiale este mult mai simplă, oferind posibilitatea punerii în evidență a factorilor care conduc la instabilitate.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI.

D. C. 538.551.21

ON THE CAPACITORS (INDUCTORS) WITH n ACCESSES CORRESPONDING WITH LINEAR CAPACITOR LOOPS (INDUCTOR NODES)

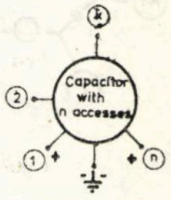
BY

EMANUEL-CRISTIAN SAVIN

1. Introduction

The capacitor with n accesses, defined by Sangiovanni-Vincentelli and Wang [1], is an n-port (Fig. 1) characterized by the following relations:

$$(1)\qquad \begin{cases} f_1(v_1, \ldots, v_n, q_1, \ldots, q_n, t)=0, \\ \vdots \\ f_n(v_1, \ldots, v_n, q_1, \ldots, q_n, t)=0, \\ \dfrac{dq_1}{dt}=i_1, \ldots, \dfrac{dq_n}{dt}=i_n, \end{cases}$$



or in the matrix form:

$$(2)\qquad \mathbf{f}(\mathbf{v}, \mathbf{q}, t)=0, \quad \frac{d\mathbf{q}}{dt}=\mathbf{i}.$$

The analogous relations define the dual inductor with n accesses [1]:

$$(3)\qquad \mathbf{f}(\boldsymbol{\varphi}, \mathbf{i}, t)=0, \quad \frac{d\boldsymbol{\varphi}}{dt}=\mathbf{v}.$$

Sangiovanni-Vincentelli and Wang [1] demonstrated that, for an n-port without internal nodes which contains only voltage controlled capacitors and s voltage sources, there always exist an equivalent n-port consisting of the same s voltage sources and a capacitor with $n-s$ accesses. The dual theorem is verified when considering current controlled inductors.

A linear capacitor loop (inductor node) is considered to be a loop (node) that contains only linear capacitors (inductors) and constant voltage (current) sources. A capacitor loop is isolated (from other capacitor loops) if it has no common nodes with other capacitor loops in the circuit. The isolated inductor node may be defined analogously.

We will no further insist on the well-known capacitor loop — inductor node duality and we will discuss only in terms of capacitor loops.

In this paper we consider an isolated linear capacitor loop containing $n+1$ linear capacitors and s constant voltage sources. We propose a method that uses the E shift theorem, to obtain the corresponding linear capacitor

with n accesses and to find its „capacity" matrix. In what follows, we propose a simple method to compute the inverse of this matrix. So, we remark that the linear capacitor with n accesses is the circuit element that naturally generalizes the linear capacitor. Taking advantage of this observation, the state equations for circuits with isolated linear capacitor loops and inductor nodes may be written using the same method as for linear RLC circuits without excess elements. The observation might also be used in developing a superposition method to write the state equations for linear RLC circuits with excess elements, when considering in turns each of the capacitor loops and inductor nodes. We conclude with the remark that the method we use to obtain the matrix that characterizes the linear capacitor with n accesses may find other applications too, and we give an example.

2. The Capacity Matrix of a Linear Capacitor With n Accesses

Let us consider an isolated linear capacitor loop with $n+1$ capacitors and s voltage sources (Fig. 2). We use the E shift theorem like shown in Fig. 3.

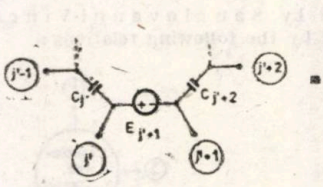


Fig. 2

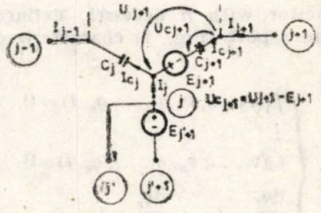


Fig. 3

We see that :

$$I_{j+1}=C_{j+1}\frac{dU_{j+1}}{dt}, \qquad (E=\text{const.}). \tag{4}$$

By the use of the theorem of S a n g i o v a n n i-V i n c e n t e l l i and W a n g [1], enunciated in the previous paragraph, the capacitor loop is equivalent with the $(n+s)$-port represented in Fig. 4.

Considering the $(n+s)$-port from Fig. 3, we apply KCL for the nodes (1), (2), ..., (n), ($n+1$), and KVL for the capacitor loop :

$$\begin{cases} I_1=I_{c_1}-I_{c_2}, \\ I_2=I_{c_2}-I_{c_3}, \\ \vdots \\ I_n=I_{c_n}-I_{c_{n+1}}, \\ I_{n+1}=I_{c_{n+1}}-I_{c_1}, \end{cases} \tag{5}$$

$$U_1+U_2+\ldots+U_{n+1}=0. \tag{6}$$

There are only n independent equations in (5). In the first n equations from (5) we substitute I_{c_j} and U_{n+1} given by (4) and (6) respectively :

$$(7)\qquad \begin{cases} I_1 = C_1\dot{U}_1 - C_2\dot{U}_2, \\ I_2 = C_2\dot{U}_2 - C_3\dot{U}_3, \\ \vdots \\ I_n = C_{n+1}\dot{U}_1 + C_{n+1}\dot{U}_2 + \ldots + (C_n + C_{n+1})\dot{U}_n, \end{cases}$$

or in the matrix form :

$$(8)\qquad \mathbf{I} = \mathbf{M}\dot{\mathbf{U}},$$

where,

$$(9)\qquad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} C_1 & -C_2 & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & -C_3 & \cdot & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & C_{n-1} & -C_n \\ C_{n+1} & C_{n+1} & C_{n+1} & \cdot & C_{n+1} & C_n + C_{n+1} \end{bmatrix}.$$

The branch and the nodal voltages (refering to node $(n+1)$) for the n-port represented in Fig. 3 are related by :

$$(10)\qquad \mathbf{U} = \mathbf{T}\mathbf{V}, \text{ or } \mathbf{V} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{U},$$

where

$$(11)\qquad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ -1 & 1 & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & -1 & \cdot & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad \mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdot & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \cdot & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 1 & 1 & 1 & \cdot & 1 \end{bmatrix}.$$

We define the „capacity" matrix by :

$$(12)\qquad \mathbf{C} = \mathbf{M}\mathbf{T}.$$

Using (12), the linear capacitor with n accesses is described by the equation :

$$(13)\qquad \mathbf{I} = \mathbf{C}\dot{\mathbf{V}}, \text{ or } \dot{\mathbf{V}} = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{I},$$

where,

$$(14)\qquad \mathbf{C}^{-1} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{M}^{-1}.$$

We note that, for the linear capacitor with n accesses, the state variables are the nodal voltages, $\mathbf{V}^t = [v_1\ v_2 \ldots v_n]$.

In order to find the inverse of $\mathbf{C}$ (s. 14), we compute $\mathbf{M}^{-1}$ with the use of the well-known formula :

$$(15)\qquad \mathbf{M}^{-1} = \frac{1}{\det \mathbf{M}} \operatorname{adj} \mathbf{M},$$

where by det **M** and adj **M** we have denoted the determinant and the adjoint of matrix **M** respectively.

Following the induction method we demonstrate that:

$$\det \mathbf{M} = C_1 \dots C_{n+1}(C_1^{-1} + \dots + C_{n+1}^{-1}). \tag{16}$$

Let us denote (16) by $\mathcal{P}(n)$. Evidently, $\mathcal{P}(1)$=true. We show that supposing $\mathcal{P}(n-1)$=true, then $\mathcal{P}(n)$=true also. Considering

$$(\det \mathbf{M})_{n-1} = C_1 \dots C_n(C_1^{-1} + \dots + C_n^{-1}), \tag{17}$$

we write the first line cofactor expansion of $(\det \mathbf{M})_n$:

$$\begin{aligned}(\det \mathbf{M})_n &= C_1(\det \mathbf{M})_{n-1} + C_2[(-1)^n C_{n+1} \cdot (-1)^{n+2} C_2 \dots C_n] = \\ &= C_1 \dots C_{n+1}(C_2^{-1} + \dots + C_{n+1}^{-1}) + C_2 \dots C_{n+1} = \\ &= C_1 \dots C_{n+1}(C_1^{-1} + \dots + C_{n+1}^{-1}).\end{aligned} \tag{18}$$

Let us determine adj **M**. As it is known, the elements of line j in adj **M** are the cofactors of the elements of column j in **M**. We demonstrate that the minors are given by:

$$\begin{cases} m_{ij} = (-1)^{i+j} C_1 \dots C_{i-1} C_{i+1} \dots C_{n+1}(C_{j+1}^{-1} + \dots + C_{n+1}^{-1}), \\ i \leqslant j \\ m_{ij} = (-1)^{i+j+1} C_1 \dots C_{i-1} C_{i+1} \dots C_{n+1}(C_1^{-1} + \dots + C_j^{-1}). \\ i > j \end{cases} \tag{19}$$

Based on the existing analogy, we consider only the case:

(20)

	1	2	3		j-1	j	j'	j'+1		i'-4	i'-3	i'-2	i'-1	i'	i'+1		n'-3	n'-2	n'-1
1	C_1	0	0	..	0	0	0	0	..	0	0	0	0	0	0	..	0	0	C_{n+1}
2	$-C_2$	C_2	0	..	0	0	0	0	..	0	0	0	0	0	0	..	0	0	C_{n+1}
3	0	$-C_3$	C_3	..	0	0	0	0	..	0	0	0	0	0	0	..	0	0	C_{n+1}
	:	:	:	::	:	:	:	:	::	:	:	:	:	:	:	::	:	:	:
j-1	0	0	0	..	C_{j-1}	0	0	0	..	0	0	0	0	0	0	..	0	0	C_{n+1}
j	0	0	0	..	$-C_j$	C_j	0	0	..	0	0	0	0	0	0	..	0	0	C_{n+1}
j+1	0	0	0	..	0	$-C_{j+1}$	C_{j+1}	0	..	0	0	0	0	0	0	..	0	0	C_{n+1}
j+2	0	0	0	..	0	0	$-C_{j+2}$	C_{j+2}	..	0	0	0	0	0	0	..	0	0	C_{n+1}
j+3	0	0	0	..	0	0	0	$-C_{j+3}$		0	0	0	0	0	0	..	0	0	C_{n+1}
	:	:	:	::	:	:	:	:	::	:	:	:	:	:	:	::	:	:	:
i-2	0	0	0	..	0	0	0	0	..	$-C_{i-2}$	C_{i-2}	0	0	0	0	..	0	0	C_{n+1}
i-1	0	0	0	..	0	0	0	0	..	0	$-C_{i-1}$	C_{i-1}	0	0	0	..	0	0	C_{n+1}
i	0	0	0	..	0	0	0	0	..	0	0	$-C_i$	C_i	0	0	..	0	0	C_{n+1}
i'	0	0	0	..	0	0	0	0	..	0	0	0	$-C_{i'}$	$C_{i'}$	0	..	0	0	C_{n+1}
i'+1	0	0	0	..	0	0	0	0	..	0	0	0	0	$-C_{i'+2}$	$C_{i'+2}$	..	0	0	C_{n+1}
	:	:	:	::	:	:	:	:	::	:	:	:	:	:	:	::	:	:	:
n'-2	0	0	0	..	0	0	0	0	..	0	0	0	0	0	0	..	$-C_{n-2}$	C_{n-2}	C_{n+1}
n'-1	0	0	0	..	0	0	0	0	..	0	0	0	0	0	0	..	0	$-C_n$	$C_n C_{n+1}$

As we can see from (20), all the elements of column $i'-1$ are null except $-C_{i+1}$. Adding the elements of column $i'-1$ to those of column i', we reduce C_{i+1}. Now, all the elements of column i' are null except $-C_{i+2}$, etc. Similar, all the elements of column $i'-2$ are null except C_{i-1}. Adding the elements

of column $i'-2$ to those of column $i'-3$, we reduce $-C_{i-1}$. Now, all the elements of column $i'-3$ are null except C_{i-2}, etc. So, we may write :

$$(21) \qquad \underset{i>j}{m_{ij}} = (-1)^{i+j+1} C_{j+1} \dots C_{i-1} C_{i+1} \dots C_n \, (\det \mathcal{M}_{ij}),$$

where,

$$(22) \qquad \det \mathcal{M}_{ij} = \begin{vmatrix} C_1 & 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 & C_{n+1} \\ -C_2 & C_2 & 0 & \cdot & 0 & 0 & C_{n+1} \\ 0 & -C_3 & C_3 & \cdot & 0 & 0 & C_{n+1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & -C_{j-1} & C_{j-1} & C_{n+1} \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 & -C_j & C_{n+1} \end{vmatrix} = C_{n+1} C_1 \dots C_j (C_1^{-1} + \dots + C_j^{-1}).$$

The demonstration of relation (22) is similar to those of (16). As it is known, the cofactors are given by :

$$(23) \qquad \Delta_{ij} = (-1)^{i+j} m_{ij}.$$

Then, the elements of adj **M** are :

$$(24) \qquad \begin{cases} \underset{i \leqslant j}{(\text{adj } \mathbf{M})_{ij}} = C_1 \dots C_{i-1} C_{i+1} \dots C_{n+1} (C_{j+1}^{-1} + \dots + C_{n+1}^{-1}), \\ \underset{i>j}{(\text{adj } \mathbf{M})_{ij}} = -C_1 \dots C_{i-1} C_{i+1} \dots C_{n+1} (C_1^{-1} + \dots + C_j^{-1}). \end{cases}$$

Defining the functions :

$$(25) \qquad \operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1 \text{ for } x \geqslant 0, \\ -1 \text{ for } x < 0 \end{cases} \quad \text{and} \quad b(x) = \begin{cases} 1 \text{ for } x \geqslant 0, \\ 0 \text{ for } x < 0, \end{cases}$$

We can write :

$$M_{ij}^{-1} = \operatorname{sgn}(j-i) \cdot \frac{1}{C_T} C_1 \dots C_{i-1} C_{i+1} \dots C_{n+1} \times$$

$$\times [\overline{b(j-i)} (C_1^{-1} + \dots + C_j^{-1}) + b(j-i)(C_{j+1}^{-1} + \dots + C_{n+1}^{-1})],$$

where C_T denotes det **M** (16).

3. Applications

As an application concerning the introduction of the general notion of linear capacitor with n accesses, we extend the method of obtaining the state equations for linear RLC circuits without excess elements for the case of linear RLC circuits that contain isolated capacitor loops : the linear capacitors with n accesses will be replaced by voltage sources like shown in Fig. 5, and the corresponding costate variables will be **I** (s. (13)).

We also mention that the method we have used to obtain the „capacity" matrix may find other applications too. For example, considering the funny circuit in Fig. 6, we can directly write :

$$(26) \qquad \mathbf{M}(\underline{\mathbf{Y}})\underline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{J}}, \quad \text{or} \quad \underline{\mathbf{U}} = \mathbf{M}^{-1}(\underline{\mathbf{Y}})\underline{\mathbf{J}},$$

where $\underline{\mathbf{U}}' = [\underline{U}_1 \dots \underline{U}_n]$, and $\underline{\mathbf{J}}' = [\underline{J}_1 \, \underline{J}_2 \dots \underline{J}_k \; -\underline{J}_k \dots -\underline{J}_2]$.

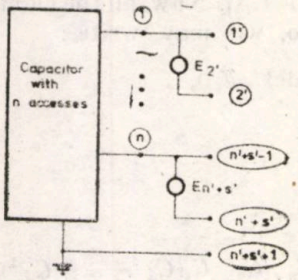


Fig. 4

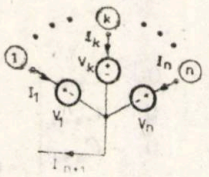


Fig. 5

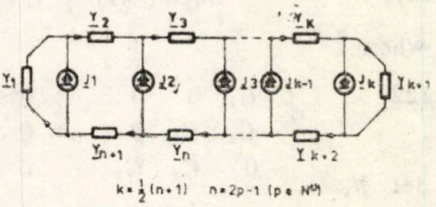


Fig. 6

4. Conclusions

We propose the generalization of the notion of linear capacitor (inductor), defining the linear capacitor (inductor) with n accesses. The linear capacitors (inductors) with n accesses appear naturally in the circuits containing linear capacitor loops (inductor nodes).

Received, November 27, 1988

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics, Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Sangiovanni-Vincentelli A., Wang Y.T., *On Equivalent Dynamic Networks: Elimination of Capacitor Loops and Inductor Cutsets.* IEEE Trans. Circuits Syst., **CAS-25**, 174–177 (1978).
2. Tapia M.A., *Use of Superposition in Writing State Equations for Networks With Excess Elements.* IEEE Trans. Circuit Theory, **CT-17**, 624–626 (1970).
3. Fielder D.C., *State Equations for Improper Time-Varying Networks Using Superposition.* IEEE Trans. Circuit Theory, **CT-18**, 549–551 (1971).
4. Mocanu C.I., *Teoria circuitelor electrice.* EDP, Bucureşti, 1977.

ASUPRA CONDENSATOARELOR (INDUCTOARELOR) CU n INTRĂRI CORESPUNZĂTOARE BUCLELOR (NODURILOR) DE CONDENSATOARE (INDUCTOARE LINIARE)

(Rezumat)

Se propune generalizarea noţiunii de condensator (inductor) liniar, introducîndu-se condensatorul (inductorul) liniar cu n intrări. Condensatoarele (inductoarele) liniare cu n intrări apar în mod natural în circuitele care prezintă bucle (noduri) de condensatoare (inductoare).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.3.078

STATE SPACE FLOW STRUCTURE INDUCED BY SLIDING MOTION CONTROL

BY

M. VOICU and BOGDAN MOROȘAN

1. Introduction

The significant feature of *sliding motion*, [1], may be described as follows: once the system state has reached the infinitesimally small vicinity of control discontinuity surface the state evolves on trajectories remaining indefinitely in it. Such a behaviour brings to light an important quality of sliding surface vicinity with respect to the state trajectories starting arbitrarily in it, namely that one which resembles *the positive flow-invartance*, [2].

This paper is concerned with the application of flow-invariance method, [3], in order to characterize the state space flow structure of variable structure control system induced by its *ideal sliding motion*, [1]. In this respect let us remind first some notions and results of the flow invariance method, [2], [3].

Consider the nonlinear continuous-time control system:

$$\dot{x}=f(t, x, u(t, x))\overset{\Delta}{=}F(t, x), \quad t\in R_+, \quad x\in R^n, \quad u\in R^m, \tag{1}$$

where x is the state and u is the control. According to the natural attributes of a dynamical system we assume for this section that $F: T\times X\to R^n$ is a continuous and locally Lipschitzian function on some open set $T\times X\subseteq R_+\times R^n$, i.e. for each $(t_0, x_0)\in T\times X$ system (1) has unique solution $x(t)=\varphi(t; t_0, x_0)$, with $x(t_0)=x_0$, defined on a maximal time interval $(a_0, b_0)\subseteq T$, with $t_0\in(a_0, b_0)$.

The solutions $x^-(t)=x(t)$, $t\in(a_0, t_0]$, and $x^+(t)=x(t)$, $t\in[t_0, b_0)$, are respectively called *negative* and *positive solutions* through the point (t_0, x_0).

Definition 1. A time-dependent set $D(t)\subset X$, $t\in T$, is called *negatively*, respective *positively flow-invariant* with respect to system (1) if for each $(t_0, x_0)\in T\times D(t)$ the following conditions are satisfied:

$$x^-(t)\in D(t), \quad t\in(a_0, t_0]; \quad x^+(t)\in D(t), \quad t\in[t_0, b_0). \ \blacksquare$$

Theorem 1. *$D(t)$ is positively flow-invariant with respect to system (1) if and only if $X\setminus D(t)$ is negatively flow-invariant with respect to the same system.*

Theorem 2. *Assume that $D(t)$ is closed. Then $D(t)$ is positively flow-invariant with respect to system (1) on T if and only if*

$$\liminf_{h\searrow 0} h^{-1}d(x+hF(t, x);\ D(t+h))=0 \tag{2}$$

for each $(t, x)\in T\times D(t)$.

In relation (2) d denotes the distance in R^n and $d(v, V)$ is the distance from $v \in R^n$ to the set $V \subset R^n$.

The choice of $D(t)$ in synthesis problems depends from the possibilities of the subsequent conversion of subtangential condition (2) into equivalent forms which are transparent, facilitating the determination of $F(t, x)$. Such a choice, which will be used in the sequel for $T = R_+$ and $X = R^n$, is the time-dependent box :

$$D(t) \triangleq \prod_{i=1}^{n} [a_i(t),\ b_i(t)], \qquad t \in R_+, \tag{3}$$

where $a_i : R_+ \to R$, $b_i : R_+ \to R$, $(i = 1, \ldots, n)$, are differentiable functions satisfying $a_i(t) \leqslant b_i(t)$, $t \in R_+$, $(i = 1, \ldots, n)$, and Π symbolizes the Cartesian product. For this $D(t)$ the following result is available, [3] ... [5] :

Theorem 3. *$D(t)$ defined by (4) is positively flow-invariant with respect to system (1) if and only if*

$$\begin{cases} F_i(t, x_1, \ldots, x_{i-1}, a_i(t), x_{i+1}, \ldots, x_n) \geqslant \dot{a}_i(t), \\ F_i(t, x_1, \ldots, x_{i-1}, b_i(t), x_{i+1}, \ldots, x_n) \leqslant \dot{b}_i(t), \ (i = 1, \ldots, n), \end{cases} \tag{4}$$

for each $(t, x) \in R_+ \times D(t)$.

In relations (4) F_i and x_i, $(i = 1, \ldots, n)$, denote the components of F and x respectively.

2. Main Result

Conditions (4) may be directly utilized for proving a flow structure of the state space of a variable structure system which generates ideal sliding motion.

Let us consider that system (1) is constituted of two *switching subsystems* according to the equation :

$$\dot{x} = \begin{cases} F^-(t, x), & x \in S^-, \\ F^+(t, x), & x \in S^+, \end{cases} \qquad t \in R_+, \tag{5}$$

with the *functioning subsets* $S^{\mp}$ defined by $S^- \cup S \cup S^+ = R^n$, $S^- \cap S^+ = \emptyset$, $S \cap S^{\mp} = \emptyset$, where S is the $n-1$ dimensional, continuously differentiable discontinuity or *switching surface* of system (5) defined by

$$S \triangleq \{x \in R^n ;\ s(x) = 0\}, \tag{6}$$

and $F^{\mp}(t, x) \triangleq f(t, x, u^{\mp}(t, x))$, $u^{\mp} : R_+ \times S^{\mp} \to R^m$.

According to the structure exhibited by (5) one may define the following systems :

$$\dot{x} = F^-(t, x),\ (t, x) \in R_+ \times R^n, \tag{7}$$

$$\dot{x} = F^+(t, x),\ (t, x) \in R_+ \times R^n, \tag{8}$$

which are called the *adjacent systems* of (5) to S.

Definition 2 [6]. Switching surface S is an *ideal sliding motion domain* for system (5) if S does not contain any trajectory segments of adjacent systems (7) and (8), and for each $\varepsilon > 0$ and each $x^* \in S$ there exists a neighbourhood V^* of x^* such that for each fixed initial condition $x(t_0) = x_0 \in V^* \setminus S$ the state of system (5) evolves inside of the set

$$S_\varepsilon \triangleq \{x \in R^n ;\ |s(x)| \leqslant \varepsilon\}, \qquad t \in [t_0, +\infty). \tag{9}$$ ■

Remark 1. According to the implicit function theorem one may determine a coordinate transformation, for instance from $x \overset{\Delta}{=} (x_1, ..., x_n)$ to $\tilde{x} \overset{\Delta}{=} (x_1, ..., x_{n-1}, s)$, under condition that $\partial s/\partial x_n \neq 0$. Using this transformation, surface S (s. (6)) will be transformed into the coordinate plane $\{s=0\}$ and system (5) will be equivalently described by an appropriately determinable equation. Without loss of generality and for the convenience of our next developments we may particularly assume that:

(10) $S \overset{\Delta}{=} \{x \in R^n;\ x_n = 0\}$, (11) $S^- \overset{\Delta}{=} \{x \in R^n;\ x_n < 0\}$, (12) $S^+ \overset{\Delta}{=} \{x \in R^n;\ x_n > 0\}$.

Under these circumstances domain (9) may be restated as follows:

(13) $$S_\varepsilon = \{x \in R^n;\ |x_n| \leqslant \varepsilon\}.$$ ■

Definition 2 expresses only a special property of system (5) along its switching surface. In order to evidence one of the possible global significances of this definition, i.e. the flow structure of the state space of system (5), let us assume for the remainder of this paper that $F^{\mp}: R_+ \times R^n \to R^n$ are continuous and locally Lipschitzian. This means that adjacent systems (7) and (8) have unique Cauchy solutions respectively for each $(t_0, x_0) \in R_+ \times R^n$.

According to Remark 1 let S, S^-, S^+ and S_ε be defined by (10), (11), (12) and (13) respectively.

Theorem 4. *Assume that adjacent systems (7) and (8) have no trajectory segments on S. Then for system (5) the following statements are equivalent:*

1° *S is the ideal sliding motion domain.*

2° *Each functioning subset is negatively flow-invariant with respect to its own switching subsystem.*

3° *The complementary of each functioning subset is positively flow-invariant with respect to the switching subsystem corresponding to the respective functioning subset.*

4° $\liminf\limits_{h \searrow 0} h^{-1} d(x + hF^{\mp}(t, x);\ S \cup S^{\pm}) = 0$

for each $(t, x) \in R_+ \times (S \cup S^{\pm})$:

5° (14) $F_n^-(t, x_1, ..., x_{n-1}, 0) \geqslant 0$, (15) $F_n^+(t, x_1, ..., x_{n-1}, 0) \leqslant 0$

for each $(t, x_S) \in R_+ \times R^{n-1}$, *where* $x_S \overset{\Delta}{=} [x_1 \ ... \ x_{n-1}]^T$.

Proof. 3°⇔5°, By virtue of Theorem 3 conditions (14), (15) are equivalent to the positive flow-invariance of $S \cup S^{\pm}$ with respect to adjacent systems (7), (8) respectively, i.e. to statement 3°.

2°⇔3°. It follows by virtue of Theorem 1.

3°⇔4°. This is obviously true according to Theorem 2.

1°⇒3°. Assume by contradiction that, despite of statement 1°, the set $S^- \cup S = R^{n-1} \times (-\infty, 0]$ is not positively flow-invariant for system (8). Then there exists a trajectory $z(t)$ of (8), starting from $z(t_0) = x_0 \in S^- \cup S$, which leaves this set at $t_z > t_0$, i.e. $z_n(t_z) = 0$, z_n being the n-th component of z, and $z(t) \in S^+$ for $t \in (t_z, t_1]$ and for some $t_1 > t_z$. Consider $h: R^n \to R_+$

defined by $h(x)=|x_n|$. Then $\sup\{h(z(t)),\ t\in[t_z, t_1]\}=m=z_n(t_m)$, with $t_m\in(t_z, t_1]$ and $m>0$. Assume now that $\varepsilon=m/2$. By virtue of $z(t)\to z(t_z)$ as $t\searrow t_z$, for each neighbourhood V_z of $z(t_z)\in S$ there exists $(t^*, z^*)\in(t_z, t_m/2)\times V_z$, with $z^*=z(t^*)$. Then $\{z(t);\ t\in[t^*, t_1]\}$ is a trajectory segment of (5) which leaves V_z. Since $z(t_m)=m>\varepsilon$, $t_m\in[t^*, t_1]$, it follows that $z(t)$ leaves domain (13) and this contradicts statement 1°.

By proceeding similarly for $S\cup S^+$ and (7) one may conclude that 1° implies 3°.

3°⇒1°. It will be first proved that if $S^-\cup S$ is positively flow-invariant for system (8), then for each $\varepsilon>0$ and each $x^*\in S$ there exists a neighbourhood V^* of x^* such that all the trajectories of (8) starting from $V^*\cap S^+$ remain in $R^{n-1}\times(-\infty, \varepsilon]$.

Assume by contradiction that there exist $\varepsilon>0$ and $x_0\in S$ such that each neighbourhood V_0 of x_0 contains a starting point (belonging to $V_0\cap\cap S^+$) from which evolves a trajectory also outside of $R^{n-1}\times(-\infty, \varepsilon)$. This means that for each V_0 there exists a sequence $\{x_0^p\}_{p\in N}\subset V_0\cap S^+$ such that $x_0^p\to x_0$ as $p\to+\infty$ and for all the unique trajectories $x^p(t)$, $p\in N$, of (8), starting from $x^p(t_0)=x_0^p$, there exist the moments t_p^*, $p\in N$, respectively, with $x_n^p(t_p)=\varepsilon$, such that $x^p(t)\notin R^{n-1}\times(-\infty, \varepsilon)$ for some $t>t_p^*$. Suppose that $\{t_p^*\}$ contains a convergent subsequence $\{t_{p_k}\}$ with $t_{p_k}\to\tau\geqslant t_0$. It follows that for $[t_0, \tau+T]$, with an arbitrary $T>0$, there exists N_T such that $t_{p_k}\in[t_0, \tau+T]$ for all $p_k\geqslant N_T$. Since the solution $x(t)$ of (8) starting from $x_0=x(t_0)$ is continuous with respect to x_0, it follows that there exists $\delta=\delta(\varepsilon, \tau+T)>0$ such that $\|x'(t)-x(t)\|\leqslant\varepsilon/2$ for all $t\in[t_0, \tau+T]$ as soon as $\|x_0'-x_0\|<\delta$, where $x'(t)$ is another solution starting from $x'(t_0)=x_0'$. But $x_0^{p_k}\to x_0$, i.e. there exists $p_k\geqslant N_T$ such that $\|x_0^{p_k}-x_0\|<\delta$, which implies that $\|x^{p_k}(t)-x(t)\|\leqslant\varepsilon/2$, $t\in\in[t_0, \tau+T]$. Since $t_{p_k}\in[t_0, \tau+T]$ it follows that $\|x^{p_k}(t_p)-x(t_{p_k})\|\in\leqslant\varepsilon/2$ with $x_n^{p_k}(t_{p_k})=\varepsilon$, i.e. $|\varepsilon-x_n(t_{pk})|\leqslant\varepsilon/2$ or $x_n(t_{p_k})\geqslant\varepsilon/2$. Therefore the trajectory of (8) starting from $x_0\in S$ belongs to S^+ at $t=t_{p_k}$ and this is impossible because $S^-\cup S$ is positively flow-invariant for system (8). It follows that τ cannot be a finite value, i.e. $\{t_{p_k}\}$ diverges towards $+\infty$.

Now it may be stated that for each $t^*>t_0$ there exists N_{t^*} such that $t_p^*\in(t^*, +\infty)$ for each $p>N_{t^*}$. Notice that the trajectories $x^p(t)$ cannot traverse surface S during $[t_0, t^*]$, because $S^-\cup S$ is positively flow-invariant for system (8). Therefore $x_n^p(t)>0$, $t\in[t_0, t_p^*]$, $p>N_{t^*}$. By virtue of the continuity of the solution of (8) with respect to x_0 on $[t_0, t^*]\neq\{t_0\}$ it follows that $x_n(t)\geqslant 0$, $t\in[t_0, t^*]$. On the other hand $x_0\in S$ (i.e. $x_n(t_0)=0$). Since $S^-\cup S$ is positively flow-invariant for (8) it follows that $x(t)\in S^-\cup S$, $t\geqslant t_0$, i.e. $x_n(t)\leqslant 0$, $t\in[t_0, t^*]$. The two latter inequalities imply $x_n(t)=0$, $t\in[t_0, t^*]$.

According to this result one may ascertain that S contains a trajectory segment of system (8) and this contradicts the starting assumption of Theorem 4.

By proceeding similarly for $S\cup S^+$ and (7) one may finally conclude that 3° implies 1°. ■

The cardinal result of this theorem is statement 5° (conditions (14), (15) and its equivalent ones respectively, which correspond to S defined by (6) —s. Remark 1), which allows to solve the ideal sliding motion problem

through conditions on surface S only. It is worth to be noticed here that by other methods the conditions for sliding motion existence on S must be satisfied in a vicinity of S [1].

3. Concluding Remark

Theorem 4 depicts a special flow structure of the state space of system (5) induced by its ideal sliding domain. It gives an accurate image on the global properties of system (5) and it allows to derive new results concerning the ideal sliding motion as a natural goal and as a (chronologically) final part of *the ideal sliding domain reaching*, [1]. This latter problem does not concern this approach.

Received, March 11, 1989

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Automatizations and
Electrical Energy Utilisations

REFERENCES

1. Utkin V.I., *Sliding Modes and Their Applications*. Mir, Moscow, 1978.
2. Bhatia P.N., Szegö P.G., *Stability Theory of Dynamical Systems*. Springer-Verlag, Berlin, 1970.
3. Pavel H. H., *Differential Equations, Flow-Invariance and Applications*. Pitman, Boston, 1984.
4. Voicu M., *Stability Analysis Techniques of the Automatic Control Systems*. Ed. Tehnică, Buc., 1986 (in Romanian).
5. Voicu M., *On the Application of the Flow-Invariance Method in Control Theory and Design* 10-th World Congress of International Federation of Automatic Control, Munich, July 26—31, 1987 ; Preprints, **8**, 364—369.
6. Utkin V.I., *Variable Structure Systems with Sliding Modes*. IEEE Trans. on Aut. Control, **AC-22**, *2*, 212—222 (1977).

STRUCTURA DE FLUX A SPAŢIULUI STĂRILOR INDUSĂ DE COMANDA MIŞCĂRII DE ALUNECARE

(Rezumat)

Utilizînd metoda invarianţei de flux următoarea structură de flux a spaţiului stărilor unui sistem cu structură variabilă este pusă în evidenţă : mişcarea de alunecare ideală este echivalentă cu faptul că fiecare subsistem de comutare al unui sistem cu structură variabilă are propria sa submulţime de funcţionare ca mulţime negativ invariantă de flux şi submulţimea complementară corespunzătoare ca mulţime pozitiv invariantă de flux. Acest rezultat, convertit analitic prin aplicarea condiţiei de subtangenţialitate submulţimilor de funcţionare, conduce la soluţionarea existenţei regimului ideal de alunecare numai prin condiţii pe domeniul de alunecare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 621.3.033.2

SUR L'INDICATION DE LA RÉSONANCE DANS LES CIRCUITS ÉLECTRIQUES ET SON APPLICATION DANS LA MESURE DES PARAMÈTRES *R, L, C*

PAR

ADRIAN CREȚU, RADU COCIU, ELENA CREȚU et LIVIA COCIU

1. Introduction

Dans ce qui suit on propose et on étudie une méthode de détermination de la résonance électrique de tout type (brévétée en R.S.R. [1]), basée sur l'annulation du déphasage entre la tension et le courant du circuit résonant, à l'aide des synchrodétecteurs adéquats. On présente, aussi, deux modèles d'utilisation de la méthode proposée à la réalisation de certains appareils destinés à la mesure des paramètres *R, L, C* des circuits linéaires de courant alternatif (*Q*-mètres).

2. Procédé d'indication de la résonance électrique. Schéma synoptique

On présente (Fig. 1) le schéma synoptique qui correspond au procédé d'indication de la résonance dans un certain circuit électrique résonant *CR*. La Fig. 2 présente la diagramme des signaux caractéristiques.

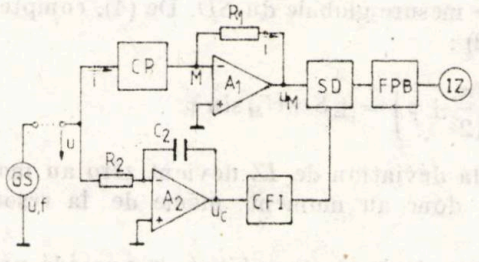


Fig. 1

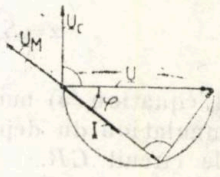


Fig. 2

L'indication du moment où se produit la résonance dans le circuit *CR*, c'est-à-dire du moment où le déphasage φ entre le tension aux bornes, *u*, et le courant, *i*, dans le circuit résonant devient zéro, indépendemment du type de celui-ci (classique ou complètement apériodique), est réalisée à l'aide

d'un synchrodétecteur *SD*, à borne commune entre les circuits de commande et de mesure [2], associé à un appareil magnéto-électrique *IZ* dont le rôle est d'indicateur de zéro.

Le signal u_M appliqué à l'entrée de mesure du synchrodétecteur *SD* est obtenu à la sortie d'un converteur courant—tension, réalisé à l'aide de l'amplificateur opérationnel A_1, ayant le circuit d'entrée connecté en série avec le circuit résonant *CR*. Vu que le schéma est alimenté par un générateur de tension sinusoïdale (*GS*) :

$$u = \sqrt{2}U \sin \omega t, \tag{1}$$

et *M* est un point virtuel de masse [9], le signal de mesure u_M est :

$$u_M = -R_1 i = -R_1 \frac{\sqrt{2}U}{Z_{CR}} \sin(\omega t \pm \varphi), \tag{2}$$

où : Z_{CR} est le module de l'impédance complexe $\underline{Z}_{CR} = R_{CR} + jX_{CR}$ du circuit résonant *CR* et φ — le déphasage entre le courant et la tension de ce circuit (Fig. 2).

À l'entrée de commande du *SD* on applique un signal rectangulaire en phase avec le signal sinusoïdal, u_C, obtenu à la sortie du circuit intégrateur réalisé à l'aide de l'amplificateur opérationnel A_2, en quadrature de phase avec la tension u :

$$u_C = -\frac{1}{R_2 C_2} \int u \, dt = \frac{\sqrt{2}U}{R_2 C_2 \omega} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right). \tag{3}$$

La conversion de ce signal en impulsions rectangulaires, convenables pour la commande du *SD*, est réalisée à l'aide du circuit formateur d'impulsions (comparateur) *CFI*.

La déviation de l'indicateur magnéto-électrique *IZ*, connecté avec le filtre passe-bas *FPB* dans le circuit de sortie du *SD*, a la forme connue :

$$\alpha = S_{SD} U_M \cos(\widehat{U_M, U_C}), \tag{4}$$

où S_{SD} représente la sensibilité de mesure globale du *SD*. De (4), compte tenu de (2) et (3), il résulte (v. Fig. 2) :

$$\alpha = S_{SD} U_M \cos\left(\frac{\pi}{2} \pm \varphi\right) = \pm S_{SD} U_M \sin \varphi. \tag{5}$$

L'équation (5) montre que la déviation de *IZ* devient zéro au moment de l'annulation du déphasage φ, donc au moment même de la résonance dans le circuit *CR*.

En tant que méthode de zéro de haute sensibilité, le procédé proposé est supérieur aux ceux classiques qui permettent à détecter le moment où le module d'un signal caractéristique dans le circuit *CR* (le courant i ou la tension u_C aux bornes du condensateur d'accord) atteint la valeur maximum.

L'étape actuelle de développement des dispositifs et des circuits électroniques offre des possibilités multiples et variées de réalisation pratique

du schéma synoptique de la Fig. 1, la complexité et le prix de revient des appareils qu'on peut réaliser en dépendant des performances métrologiques (sensibilité, precision, domaine de mesure) exigées.

Pour illustrer cet aspects on présente dans ce qui suit les schémas de deux appareils destinés à la mesure des paramètres R, L, C des circuits linéaires (Q-mètres) basés sur le procédé présenté ci-dessus.

3. Appareil destiné à la mesure des paramètres R, L, C

3.1. Schéma synoptique. Fonctionnement

Dans la Fig. 3 on présente le schéma électrique d'un appareil destiné à la mesure des paramètres R, L, C des circuits linéaires (Q-mètre) basé sur la méthode de détermination de la résonance proposée ci-dessus.

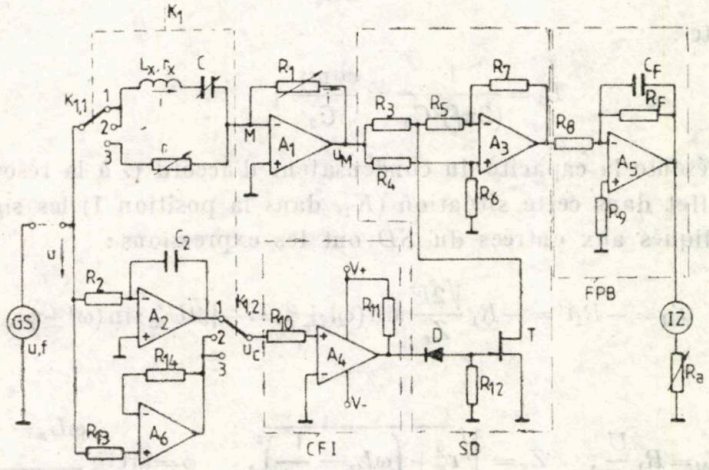


Fig. 3

Le circuit de mesure du Q-mètre, constitué par la bobine à mesurer ayant les paramètres L_x, r_x et le condensateur d'accord C, supposé idéal, en série avec le circuit d'entrée du convertor courant — tension A_1, est alimenté par le GS que fournit un signal sinusoïdal, u, à fréquence f rigoureusement constante. Les autres blocs qui composent le Q-mètre sont réalisés à l'aide des circuits intégrés.

Le synchrodétecteur SD est un détecteur—amplificateur sensible à la phase, réalisé à l'aide de l'amplificateur opérationnel A_3 et du transistor à effet de champ T [2], le circuit d'intégration — l'amplificateur opérationnel A_2, le filtre passe-bas FPB — l'amplificateur opérationnel A_5 [9] et le circuit formateur d'impulsions rectangulaires CFI — comparateur A_4.

La déviation α de l'indicateur a l'expression [2] :

$$\alpha = S_I \frac{k_A}{k_f} \cdot \frac{U_M}{R_a} \cos\left(\widehat{U_M, U_C}\right), \tag{6}$$

où S_I représente la sensibilité en courant des instruments magnéto-électriques IZ utilisés (microampermètre ou galvanomètre, selon la sensibilité désirée), $k_A = \frac{R_7}{R_3+R_5} \cdot \frac{R_F}{R_7}$ — le facteur global d'amplification des blocs SD et FPB utilisés, $k_7=1{,}11$ —le facteur de forme du signal sinusoïdal, u_M, R_a — la résistance additionelle en série avec IZ.

Pour la mesure de l'inductivité L_x, le commutateur tripositionnel K_1, à deux sections, $K_{1,1}$ et $K_{1,2}$, est connecté dans la position 1. On règle le condensateur d'accord C jusqu'à ce que la déviation α de IZ, s'annule, moment où dans le circuit de mesure se réalise la condition de résonance des tensions, respectivement :

$$\omega L_x = \frac{1}{\omega C_0}, \tag{7}$$

d'où résulte :

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_0} = \frac{\text{const.}}{C_0}, \tag{8}$$

où C_0 représente la capacité du condensateur d'accord C à la résonance.

En effet dans cette situation (K_1, dans la position 1) les signaux u'_M et u'_C appliqués aux entrées du SD ont les expressions :

$$u'_M = -R_1 i' = -R_1 \frac{\sqrt{2}U}{Z_x} \sin(\omega t \pm \varphi) = -\sqrt{2}U'_M \sin(\omega t \pm \varphi), \tag{9}$$

où :

$$U'_M = R_1 \frac{U}{Z_x}, \quad Z_x = \sqrt{r_x^2 + \left(\omega L_x - \frac{1}{\omega C}\right)^2}, \quad \varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L_x - \frac{1}{\omega C}}{r_x}, \tag{10}$$

respectivement :

$$u'_C = \frac{\sqrt{2}U}{R_2 C_2 \omega} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = \sqrt{2}U'_C \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right). \tag{11}$$

Tenant compte de (9) et (11), il résulte de (6), finalement, l'équation de fonctionnement du Q-mètre :

$$\alpha = \pm S_1 \frac{k_A}{k_f} \cdot \frac{R_1}{R_a} \cdot \frac{U}{Z_x} \sin \varphi, \tag{12}$$

d'où l'on constate vite que, à la résonance ($\omega L_x = 1/\omega C_0$; $\varphi = 0$; $Z_x = r_x$) la déviation est nulle ($\alpha = 0$).

La détermination de la résistance r_x de la bobine à mesurer se réalise par une méthode de substitution qui implique deux étapes à savoir :

a) Après avoir accordé le circuit résonant ($\varphi=0$, $Z_x=r_x$), le commutateur K_1 passe dans la position 2, on applique le signal :

$$u''_M=-R_1 i''=-R_1\frac{\sqrt{2}U}{r_x}\sin\omega t=-\sqrt{2}U''_M\sin\omega t \tag{13}$$

à l'entrée de mesure du *SD*.

A l'entrée de commande du *SD* on applique un signal rectangulaire en phase avec le signal sinusoïdal u''_G obtenu à la sortie du répéteur A_ε, donc en opposition de phase avec la tension u :

$$u''_G=-u=-\sqrt{2}U\sin\omega t. \tag{14}$$

Remplaçant (13) et (14) en (6), il résulte finalement :

$$\alpha=S_I\frac{k_A}{k_f}\cdot\frac{R_1}{R_a}\cdot\frac{U}{r_x}. \tag{15}$$

On règle la résistance R_1 jusqu'à ce que la déviation de *IZ* atteigne sa valeur maximum $\alpha=\alpha_r$.

b) On passe la commutateur K_1 dans la position 3 tout en remplaçant le circuit résonant par une résistance réglable, connue, r et on règle la valeur de celle-ci jusqu'à ce que l'indication de *IZ* redevienne égale à α_n. Supposant $U=$const. (le *GS* est stabilisé), on peut évidemment déduire l'égalité :

$$r_x=r. \tag{16}$$

Le schéma de la Fig. 3 permet aussi la mesure de la capacité des condensateurs linéaires par la méthode connue du double accord [8].

3.2. Calcul de la sensibilité du *Q*-mètre. Erreurs de mesure

La sensibilité de mesure du *Q*-mètre étudié est définie par la limite du rapport entre la variation $\Delta\alpha$ de la déviation de *IZ* et la variation ΔC du paramètre d'accord, C. Son expression analytique est obtenue à partir de l'équation de fonctionnement (12), où l'on admet que la tension d'alimentation u est maintenue pratiquement constante.

Conformément à la définition ci-dessus, de (12), tenant compte de (10), il résulte finalement :

$$S=\left.\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}C}\right|_{U=\mathrm{ct.}}=S_I\frac{k_A}{k_f}\cdot\frac{R_1}{R_a}\cdot\frac{U}{\omega C^2}\cdot\frac{r_x^2-(\omega L_x-1/\omega C)^2}{[r_x^2+(\omega L_x-1/\omega C)^2]^2}. \tag{17}$$

Au moment où l'on réalise la résonance ($C=C_0$; $\omega L_x=1/\omega C_0$), l'expression de la sensibilité devient plus simple à savoir :

$$S_0=S_I\frac{k_A}{k_f}\cdot\frac{R_1}{R_a}\cdot\frac{U}{\omega C_0^2 r_x^2}=S_I\frac{k_A}{k_f}\cdot\frac{R_1}{R_a}\cdot\frac{Q}{C_0}\cdot\frac{U}{r_x}, \tag{18}$$

où $Q=1/\omega C_0 r_x$ représente le facteur de qualité du circuit résonant.

La relation (18) montre que le procédé proposé offre de multiples possibilités quant à l'augmentation de la sensibilité de mesure S_0, même pour

les valeurs fort basses du facteur de qualité Q, donc pour les basses fréquences et les audiofréquences. Par conséquent les erreurs de détermination (la sensibilité) peuvent être réduites à des valeurs négligeables vu que les erreurs de mesure de l'inductivité L_x ne sont déterminées pratiquement que par les erreurs de construction du condensateur d'accord C de même que de la stabilité de fréquence, f, du signal fourni par le GS (v. rel. (8)).

Les erreurs de mesure de la résistance r_x sont déterminées surtout par les erreurs de construction de la résistance réglable r (v. rel. (16)).

4. Q-mètre apériodique

Les circuits qui réalisent la résonance pour toutes les harmoniques (complètement apériodiques) peuvent devenir particulièrement utiles dans la technique de la mesure des paramètres R, L, C (des circuits linéaires et, dans certaines conditions, même nonlinéaires) grâce à l'indépendance de la condition de résonance, de la forme et la fréquence du signal d'alimentation. La Fig. 4 représente le schéma synoptique d'un Q-mètre apériodique construit selon le procédé analysé dans la première partie de notre travail.

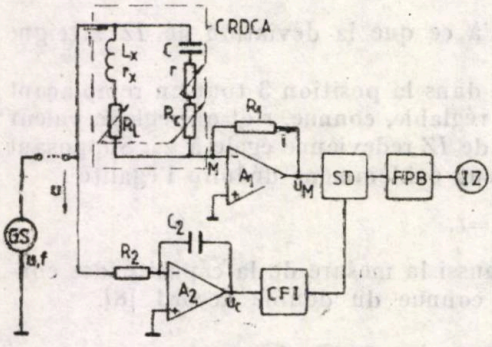


Fig. 4

Le circuit de mesure (principal) du Q-mètre, constitué par un circuit résonant, dérivation complètement apériodique ($CRDCA$) connecté en série avec le circuit d'entrée du convertisseur courant — tension A_1, est alimenté par le GS.

Le circuit $CRDCA$ est constitué par la bobine à mesurer, ayant les paramètres L_x, r_x, le condensateur C supposé idéal, deux résistances R_L, R_C, identiques, couplées mécaniquement et le résisteur réglable r.

L'accord du circuit $CRDCA$ est effectué par le réglage simultané des résistances R_L, R_C et ensuite de la résistance r, la condition de résonance complètement apériodique en étant [4] :

$$R_L + r_x = R_C + r = R = \sqrt{\frac{L_x}{C}}. \tag{19}$$

Supposant $R_L = R_C$, de (19) il résulte, pour les paramètres à mesurer, les expressions de calcul suivantes :

$$L_x = R^2 C, \quad r_x = r. \tag{20}$$

Le moment lorsqu'on réalise la résonance dans le $CRDCA$ coïncide avec celui de l'annulation de la déviation α de IZ, proportionnelle au sinus de l'angle φ de déphasage entre la tension u et le courant i par $CRDCA$ (v. rel. (5)).

Les blocs fonctionnels *SD*, *FPB*, *CFI*, utilisés à détecter la résonance, peuvent être similaires à ceux de la Fig. 3 de sorte que l'équation de fonctionnement du *Q*-mètre apériodique a la forme :

$$\alpha = S_I \frac{k_A}{k_f} \cdot \frac{U_M}{R_a} \sin \varphi, \tag{21}$$

où :

$$U_M = -R_1 I = -R_1 Y U, \qquad \varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega}{R} \cdot \frac{(\omega^2 L_x C - 1)(L_x - R^2 C)}{\omega^4 L_x^2 C^2 + 2\omega^2 R^2 C^2 + 1}, \tag{22}$$

où Y représente le module de l'admittance

$$\underline{Y} = \frac{R}{R^2 + \omega^2 L_x^2} + \frac{\omega^2 C^2 R^2}{1 + \omega^2 C^2 R^2} - j\left(\frac{\omega L_x}{R^2 + \omega^2 L_x^2} - \frac{\omega C}{1 + \omega^2 C^2 R^2}\right) \tag{23}$$

du CRDCA.

De (21), tenant compte de (22), on peut calculer la sensibilité de mesure du *Q*-mètre apériodique pour une tension constante d'alimentation U :

$$S = \left.\frac{d\alpha}{dR}\right|_{U=ct.} = 2 S_I \frac{k_A}{k_f} \cdot \frac{R_1}{R_a} U R \omega (\omega^2 L_x C - 1) \times \tag{24}$$

$$\times \left[\frac{C(R^2 + \omega^2 L_x^2)(1 + \omega^2 C^2 R^2) + (L_x - R^2 C)(1 + 2\omega^2 C^2 R^2 + \omega^4 C^2 L_x^2)}{(R^2 + \omega^2 L_x^2)^2 (1 + \omega^2 C^2 R^2)^2}\right]$$

qui, au moment de la résonance (v. (19)), devient :

$$S_0 = S_I \frac{k_A}{k_f} \cdot \frac{R_1}{R_a} U \frac{2\omega C}{R} \cdot \frac{R^2 \omega^2 C^2 - 1}{(R^2 \omega^2 C^2 + 1)^2} = S_I \frac{k_A}{k_f} \cdot \frac{R_1}{R_a} \cdot \frac{2U}{R^2} \cdot \frac{1 - Q^2}{Q(1 + Q^2)^2}, \tag{25}$$

où Q représente le facteur de qualité de la branche capacitive-active du *CRDCA*.

La relation (25) permet le calcul des valeurs optima de la fréquence et de la résistance qui assurent une sensibilité satisfaisante pour tout l'intervalle de mesure du *Q*-mètre.

5. Conclusions

On analyse et propose un procédé qui permet l'indication précise du moment de la réalisation de la résonance de tout type (classique ou complètement apériodique). Sur la base de ce procédé on présente et on analyse les schémas électriques de certains appareils (*Q*-mètres) destinés à la mesure des paramètres *R*, *L*, *C* des circuits linéaires de courant alternatif pour les basses fréquences et les audio-fréquences (à facteurs de qualité fort réduits ($Q < 1$)).

L'analyse comparative des expressions des sensibilités de mesure obtenues dans le cas des deux appareils réalisés (rel. (18) et (25)), confirmées par l'expérience, montre que le procédé proposé assure de hautes performances métrologiques surtout lorsqu'il s'agit d'indiquer la résonance harmonique

classique pour laquelle on peut maintenir constante la sensibilité S_0, pratiquement égale à sa valeur maximum, pour un large intervalle de valeurs du paramètre mesuré (L ou C).

Pour le Q-mètre apériodique, quoi que les conditions de résonance (19) ne dépendent pas de la fréquence et de la forme du signal d'alimentation, la sensibilité de mesure S_0 est fonction du paramètre d'accord R selon une loi peu convenable, dans certaines conditions ($Q=1/\omega RC=1$) la valeur de celle-ci devenant nulle. L'utilisation de cet appareil n'est possible que pour des domaines relativement restreints de variation des paramètres du *CRDCA*, dont les limites peuvent être établies à l'aide de la relation (25).

Reçue le 10 mars 1989

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures et Machines électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Creţu A., *Metodă şi aparat pentru detectarea rezonanţei în circuitele electrice.* Patent R.S.R. *94 218* (1987).
2. Creţu A., *Detector-amplificator sensibil la fază.* Patent R.S.R., *83 632* (1983).
3. Creţu A., Creţu E., Filipiuc C., *About the Measurement of the Parameters of Low Quality Factor Coils and Condensers.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXII (XXXVI)**, *1—4*, s. III, 51—55 (1986).
4. Creţu A., Creţu El., *About Resonance Indication in Complete-Aperiodic Parallel Circuits.* Bul. Inst., polit., Iaşi, **XXXIII (XXXVII)**, *1—4*, s. III, 25—31 (1987).
5. Patachi N., *Q-metru aperiodic.* Patent R.S.R., *67 413* (1979).
6. Westra M., Falls S., Dak S., *Inductance Meter.* Patent U.S.A., *4 258 315* (1981).
7. Silcocks H.A., *Improvements in and Relating Electric Measuring or Indicating Apparatus.* Patent G.B., *1 541 413* (1979).
8. Milea A., *Măsurări electrice. Principii şi metode.* Ed. Tehn., Buc., 1980.
9. Gray P.R., Meyer R.G., *Circuite integrate analogice. Analiză şi proiectare,* (trad. de l'anglais). Ed. Tehn., Buc., 1983.

ASUPRA INDICĂRII REZONANŢEI ÎN CIRCUITELE ELECTRICE CU APLICARE LA MĂSURAREA PARAMETRILOR *R, L, C*

(Rezumat)

Se propune şi se studiază un procedeu pentru indicarea precisă a momentului producerii rezonanţei electrice de orice tip (clasică sau complet aperiodică), bazat pe controlul simfazismului dintre curentul şi tensiunea circuitului rezonant, cu ajutorul unor detectoare sincrone adecvate. Se prezintă şi se studiază, de asemenea, schemele electrice ale unor aparate destinate măsurării parametrilor R, L, C ai circuitelor liniare de curent alternativ, la frecvenţe joase şi audio (factori de calitate $Q<1$). Se stabilesc ecuaţiile de funcţionare şi se calculează sensibilităţile de măsurare ale celor două aparate prezentate. Atît teoretic cît şi experimental se evidenţiază faptul că aplicarea procedeului propus permite obţinerea unor performanţe metrologice ridicate, mai ales în cazul indicării rezonanţei armonice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 538.244.2

SUR LE FONCTIONNEMENT DES ÉLECTRO-AIMANTS MONOPHASÉS À COURANT ALTERNATIF DE TYPE E—I MUNIS D'UNE BAGUE DE DÉPHASAGE SUR LA COLONNE MÉDIANE DU NOYAU MAGNÉTIQUE

PAR

EUGEN HNATIUC

1. Introduction

Afin d'éliminer les vibrations de l'armature mobile des électro-aimants à courant alternatif de type E—I où E—E on peut utiliser aussi des bagues de déphasage [2] (v. Fig. 1).

Quoique pour le noyau magnétique embrassé par la spire en court-circuit la validité des relations, des notations et des observations antérieures [2] est conservée, on met en évidence des particularités qui séparent la situation présentée dans la Fig. 1 *a* et respectivement celle de la Fig. 1 *b*. Il est nécessaire à mentionner que dans ce qui suit on analyse seulement le fonctionnement des électroaimants présentés dans la Fig. 1 *a*, munis d'une seule bague de déphasage.

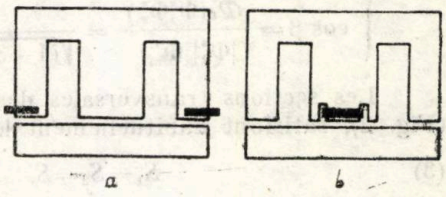


Fig. 1

2. La calcul des composants et de la pulsation de la force active résultante d'un électro-aimant à courant alternatif ayant seulement une bague de déphasage sur la colonne médiane du noyau

Dans le cas d'un tel électro-aimant (Fig. 2), pour la colonne médiane du noyau magnétique on conserve les relations établies pour les électro-aimants de type U—I [2], avec l'observation que tous les valeurs des flux magnétiques doivent être doublés.

En tenant compte du diagrame présenté dans la Fig. 3 on peut écrire les relations [2] :

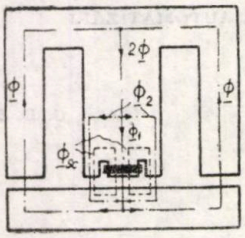


Fig. 2

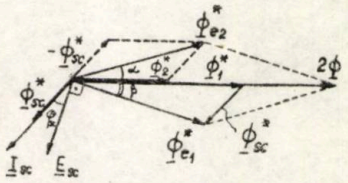


Fig. 3

$$(1)\quad \begin{cases} \underline{\Phi}^*_{e_1}=2\underline{\Phi}_{e_1}=\dfrac{2m}{m+1}\cdot\dfrac{1+\sin^2\varphi_{sc}-j\sin\varphi_{sc}\cos\varphi_{sc}}{1+3\sin^2\varphi_{sc}}\underline{\Phi}, \\ \underline{\Phi}^*_{e_2}=2\underline{\Phi}_{e_1}=\dfrac{2}{m+1}\cdot\dfrac{1+2(m+3)\sin^2\varphi_{sc}+j\,m\sin\varphi_{sc}\cos\varphi_{sc}}{1+3\sin^2\varphi_{sc}}\underline{\Phi}, \\ \underline{\Phi}^*_1=\dfrac{2m}{m+1}\underline{\Phi},\quad \underline{\Phi}^*_2=\dfrac{2}{m+1}\underline{\Phi},\quad \Phi_{e_1}=\dfrac{2m}{m+1}\cdot\dfrac{1}{1+3\sin^2\varphi_{sc}}\Phi, \\ \Phi_{e_2}=\dfrac{2}{m+1}\sqrt{\dfrac{1+(m+1)(m+3)\sin^2\varphi_{sc}}{1+3\sin^2\varphi_{sc}}}\Phi \end{cases}$$

et aussi on peut évaluer les angles α et β à l'aide des relations :

$$(2)\quad \begin{cases} \cos\alpha=\dfrac{\mathcal{R}e(\underline{\Phi}^*_{e_2}\underline{\Phi}^*_1)}{|\underline{\Phi}^*_{e_2}||\underline{\Phi}^*_1|}=\dfrac{1+\sin^2\varphi_{sc}}{\sqrt{1+3\sin^2\varphi_{sc}}}, \\ \cos\beta=\dfrac{\mathcal{R}e(\underline{\Phi}^*_1\underline{\Phi}^*_{e_1})}{|\underline{\Phi}^*_1||\underline{\Phi}^*_{e_1}|}=\dfrac{1+(3+2m)\sin^2\varphi_{sc}}{\sqrt{(1+3\sin^2\varphi_{sc})[1+(m+1)(m+3)\sin^2\varphi_{sc}]}}. \end{cases}$$

Les sections transversales des trois colonnes, notées avec S_1, S_2 et S_3 (Fig. 2), satisfont habituellement les relations :

$$(3)\qquad S_1=S_3=S,\qquad S_2=nS,\qquad 1<n\leqslant 2,$$

de telle manière qu'on peut écrire les composants moyens (m) et oscillants ($\sim$) des forces sous la forme :

$$(4)\quad \begin{cases} F_{m1}=F_{m3}=F_{\sim 1}=F_{\sim 3}=\dfrac{\Phi^2}{4\mu_0 S}, \\ F_{me_1}=F_{\sim e_1}=\dfrac{m\Phi^2}{\mu_0 Sn(m+1)(1+3\sin^2\varphi_{sc})}, \\ F_{me_2}=F_{\sim e_2}=\dfrac{[1+(m+1)(m+3)\sin^2\varphi_{sc}]\Phi^2}{\mu_0 Sn(m+1)(1+3\sin^2\varphi_{sc})}. \end{cases}$$

Le composant moyen résultant de la force active de l'électro-aimant sera la somme des composants moyens individuels :

$$(5)\qquad F_m=F_{m1}+F_{me_1}+F_{me_2}+F_{m3},$$

en obtenant finalement :

$$F_m = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 Sn(1+3\sin^2\varphi_{sc})}[(n+2)(1+3\sin^2\varphi_{sc})+2m\sin^2\varphi_{sc}]. \tag{6}$$

Afin de préciser l'expression du composant oscillant résultant de la force active de l'électro-aimant il faut tenir compte du diagramme de la Fig. 4, qui conduit aux relations:

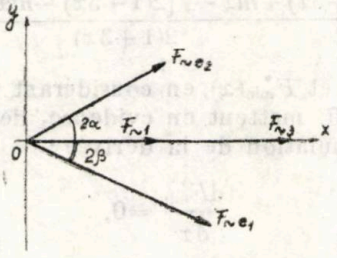


Fig. 4

$$\begin{cases} F_{\sim x}=F_{\sim 1}+F_{\sim 2}+F_{\sim e_2}\cos 2\alpha+F_{\sim e_1}\cos 2\beta, \\ F_{\sim y}=F_{\sim e_2}\sin 2\alpha-F_{\sim e_1}\sin 2\beta, \qquad F_{\sim}=\sqrt{F_{\sim x}^2+F_{\sim y}^2} \end{cases} \tag{7}$$

et donc :

$$F_{\sim} = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 Sn(1+3\sin^2\varphi_{sc})}\sqrt{[(n+2)(1+3\sin^2\varphi_{sc})-2m\sin^2\varphi_{sc}]^2+32m(n+2)\sin^4\varphi_{sc}}. \tag{8}$$

À l'aide des expressions (6) et (8) résulte la valeur minimum de la force d'attraction de l'électro-aimant :

$$F_{min}=F_m-F_{\sim}=\frac{\Phi^2}{2\mu_0 Sn(1+3\sin^2\varphi_{sc})}\{(n+2)(1+3\sin^2\varphi_{sc})+2m\sin^2\varphi_{sc}- \\ -\sqrt{[(n+2)(1+3\sin^2\varphi_{sc})-2m\sin^2\varphi_{sc}]^2+32m(n+2)\sin^4\varphi_{sc}}\}. \tag{9}$$

On peut aussi utiliser la relation :

$$p=\frac{F_{\sim}}{F_m} \tag{10}$$

pour évaluer la pulsation de la force active résultante.

3. Le fonctionnement optimum de la bague de déphasage

Compte tenu des valeurs usuelles ($n=2$) imposées par des critères économiques concernant la technologie de réalisation du noyau magnétique de type E—I et ausssi de la notation :

$$\sin^2\varphi_{sc}=x, \tag{11}$$

on peut écrire les relations (6), (8) et (9) sous la forme équivalente :

$$F_m^* = \frac{2(1+3x)+mx}{2(1+3x)}, \qquad F = F^* \frac{\Phi^2}{\mu_0 S},$$

$$F^* = \frac{\sqrt{[2(1+3x)-mx]^2+32mx^2}}{2(1+3x)}, \tag{12}$$

$$F_{\min}^* = \frac{2(1+3x)+mx-\sqrt{[2(1+3x)-mx]^2+32mx^2}}{2(1+3x)}.$$

Les courbes $F_m^*(x)$ et $F_{\min}^*(x)$, en considérant m comme paramètre, représentées dans la Fig. 5, mettent en évidence des valeurs maxima pour $F_{\min}^*$, obtenues par l'annulation de la dérivée :

$$\frac{dF_{\min}^*}{dx} = 0, \tag{13}$$

dont la solution :

$$x = \frac{4}{m+20} \tag{14}$$

fournit l'accord des valeurs de m avec celles de x.

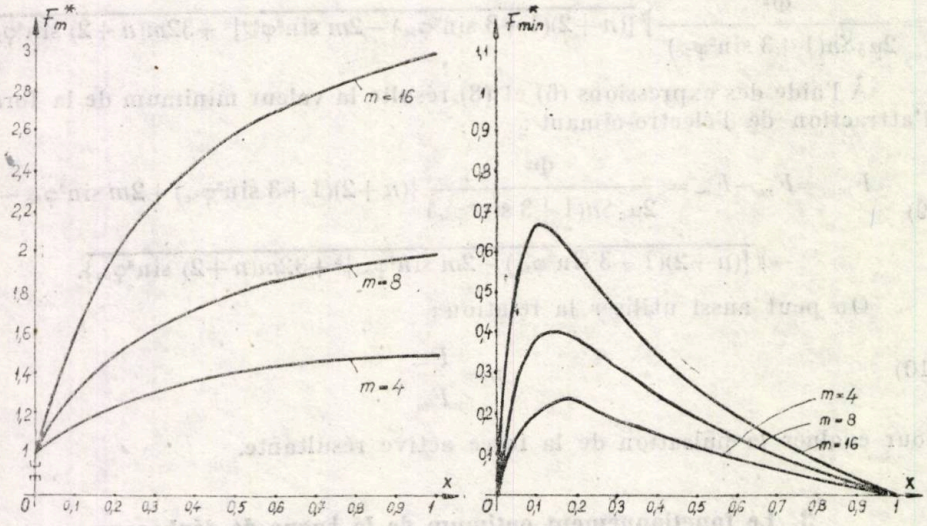


Fig. 5

En tenant compte de l'expression (14) les relations (12) deviennent :

$$F_m^*(m) = \frac{3m+32}{m+32}, \qquad F^* = 1, \qquad F_{\min}^*(m) = \frac{2m}{m+32}. \tag{15}$$

Les courbes $F^*_m(m)$ et $F^*_{min}(m)$ (Fig. 6) confirment l'existence des valeurs maxima de la force F^*_{min}, supérieures aux celles obtenues comme solutions des équations :

$$\frac{dF_\sim}{dx} = 0 \quad \text{ou} \quad \frac{dp}{dx} = 0. \tag{16}$$

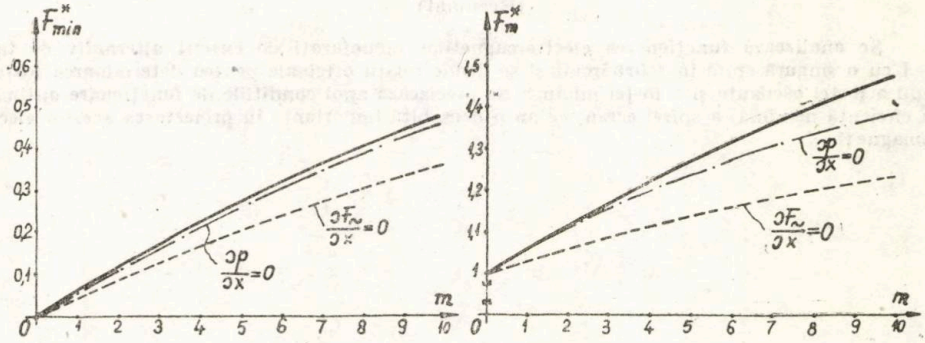


Fig. 6

On peut affirmer donc que la relation (14) représente la condition qui assure le fonctionnement optimum de la bague de déphasage des électro-aimants monophasés, fixée sur la colonne médiane d'un noyau magnétique de type E—I ou E—E.

4. Conclusions

On étudie le fonctionnement des électro-aimants à courant alternatif munis par des bagues de déphasage fixées sur la colonne médiane d'un noyau magnétique de type E—I ou E—E et on déduit des relations originales pour le calcul des valeurs des composants moyen, oscillant et minimum de la force active.

L'analyse de ces relations suggère la possibilité d'obtenir le fonctionnement optimum de ces électro-aimants par „l'accord" des valeurs de m avec celles de x (v. la relation (14)). Dans ce but il faut augmenter les valeurs de la résistance de la bague en court-circuit.

Reçue le 11 janvier 1989

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Énergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Sláma J., *Doplnek k teorii zavitu nakratko jednofazovych stridavych elektromagnetu.* Elektrotech. Obz., **59**, 8 (1970).
2. Hnatiuc E., *Sur le fonctionnement des électro-aimants monophasés à courant alternatif de type U—I avec des bagues de déphasage.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXXIV(XXXVIII)**, *1—4*, s. III (1988).

3. Rosman H., Savin Gh., *Circuite electrice liniare*. Inst. polit., Iași, 1974.
4. Cosmin Gh., *Contribuții la calculul electromagnetului de curent alternativ monofazat*. Electrotehnica-Electronica-Automatica, **23**, *3* (1975).

ASUPRA FUNCȚIONĂRII ELECTROMAGNEȚILOR MONOFAZAȚI DE CURENT ALTERNATIV DE TIP E—I CU O SINGURĂ SPIRĂ ÎN SCURTCIRCUIT

(Rezumat)

Se analizează funcționarea electromagneților monofazați de curent alternativ de tip E—I cu o singură spiră în scurtcircuit și se deduc relații originale pentru determinarea forței medii a forței oscilante și a forței minime. Se precizează apoi condițiile de funcționare optimă (cu eficiență maximă) a spirei ecran, ce au o deosebită importanță în proiectarea acestor electromagneți.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 621.3.066.6 ; 621.3.017.71

L'INFLUENCE DE LA VARIATION PAR RAPPORT À LA TEMPÉRATURE DU TAUX DE PLASTICITÉ DU MATÉRIEL DE CONTACT SUR LA SOLLICITATION THERMIQUE AU COURT-CIRCUIT DES CONTACTS ÉLECTRIQUES

PAR

ADRIAN BARABOI

1. La sollicitation thermique au court-circuit des contacts électriques

L'intensité maximum de la sollicitation thermique des contacts électriques est enrégistrée pendant les régimes de court-circuit ; vu que les courants de court-circuit ont de fortes intensités, la température des contacts atteint rapidement des valeurs élevées et, si l'on dépasse la température de fusion des matériaux, les pièces de contact peuvent se souder. Pour éviter ce défaut le projet technique d'un contact électrique implique la nécessité de calculer les éléments constructifs compte tenu des conditions de fonctionnement en régime permanent et la vérification de l'échauffement de la surface de contact en régime de court-circuit pour assurer la thermostabilité du contact ; la température maximum de la surface de contact, enregistrée dans le moment de la coupure du courant de court-circuit, doit être inférieure à la température admissible au court-circuit ayant, à son tour, une valeur plus faible que celle à laquelle se produit le fusion des pièces de contact.

La littérature contient des diverses relations de calcul qui peuvent être utilisées pour vérifier la thermostabilité d'un contact électrique [1] ; le plus souvent celles-ci ne contiennent pas les paramètres spécifiques du courant de court-circuit, car elles sont établies seulement par voie expérimentale.

En utilisant la théorie du modèle de la sphère de résistivité nulle [3] et la méthode du courant équivalent de court-circuit, dans une Note antérieure [2] on a présenté un procédé qui permet de vérifier la thermostabilité d'un contact électrique à point, parcouru par un courant de court-circuit. Ainsi, si l'on admet l'hypothèse d'un processus thermique adiabatique pendant lequel le rayon r de la surface circulaire de contact reste constant, on obtient pour la rigidité thermique $R_1(\theta_1, \theta_k)$ d'un contact électrique à point l'expression :

$$R_1(\theta_1, \theta_k) = \frac{c_0}{\rho_0}\left[\frac{\beta}{\alpha_R}(\theta_k - \theta_i) + \frac{\alpha_R - \beta}{\alpha_R^2}\ln\frac{1+\alpha_R\theta_k}{1+\alpha_R\theta_i}\right], \tag{1}$$

où ρ_0, c_0 représentent la résistivité et la chaleur spécifique, considérées à 0°C, α_R, β — les coefficients thermiques de la résistivité, respectivement de la chaleur spécifique, θ_i, θ_k — les valeurs initiale, respectivement finale des températures de la surface de contact, enrégistrées pendant le régime de court-circuit.

Si l'on connaît la valeur de θ_i et pour la température θ_k on considère sa valeur admissible au court-circuit (évidemment $\theta_i < \theta_k$), pour vérifier la thermostabilité du contact on utilise la relation [2] :

$$I_{kc} \leqslant 2\pi r^2 \sqrt{R_1(\theta_1, \theta_k)}, \tag{2}$$

où I_{ke} représente l'intensité du courant équivalent au court-circuit, donnée par la relation connue [3], [5]:

$$I_{ke}=I_k'' \sqrt{t_k(m+n)}, \tag{3}$$

où I_k'' est l'intensité du courant symétrique initial de court-circuit, m, n — des coefficients correctifs et t_k — la durée réelle du processus.

Le domaine de valabilité des relations (1), (2) est limité aux régimes de court-circuit dont les courants ont des intensités élevées et les durées t_k sont très courtes, de sorte qu'il soit possible de considérer comme adiabatique le processus de l'échauffement.

2. La rigidité thermique d'un contact à point dans le cas de la variation par rapport à la température du taux de plasticité du matériel de contact

Il est connu que le taux de plasticité, σ_p, des métals, a des valeurs qui dépendent de la température, de sorte que, pendant la durée t_k de la sollicitation thermique au court-circuit, le rayon r de la surface circulaire de contact devient une fonction de température, $r=r(\theta)$.

Vu que la dépendance par rapport à la température du taux de plasticité des métals est plus ou moins linéaire, [4], [5], pour l'approximation analytique de celle-ci on peut utiliser une fonction de la forme:

$$\sigma_p(\theta)=\sigma_{p0}(1-\gamma\theta), \tag{4}$$

où σ_{p0} est la valeur enregistrée à 0°C et γ — le coefficient thermique du taux de plasticité; dans ce cas, la surface circulaire de contact doit être calculée avec la relation:

$$\pi r^2=\frac{F_c}{\sigma_{p0}(1-\gamma\theta)}, \tag{5}$$

avec F_c — l'effort de pression sur le contact à point.

Dans la Fig. 1 est représentée graphiquement la fonction (4) qui approxime, pour des contacts électriques en cuivre [5], la dépendance $\sigma_p(\theta)$.

Si l'on introduit la notation:

$$\pi r_0^2=\frac{F_c}{\sigma_{p0}}, \tag{6}$$

où r_0 est le rayon de la surface de contact à 0°C, de (5), (6) il en résulte:

$$r(\theta)=\frac{r_0}{\sqrt{1-\gamma\theta}}; \tag{7}$$

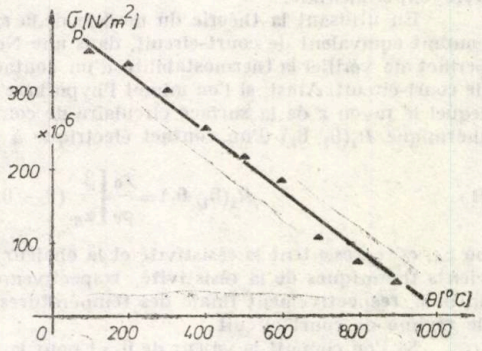


Fig. 1

la fonction (7) est définie dans le domaine $0\leqslant\theta<\theta_f$, où θ_f est la température de fusion du matériel des pièces de contact.

En considérant la résistivité $\rho(\theta)$ et la chaleur spécifique $c(\theta)$ comme des fonctions linéaires ayant les expressions :

$$\rho=\rho_0(1+\alpha_R\theta), \qquad c=c_0(1+\beta\theta), \tag{8}$$

l'équation différentielle de l'échauffement adiabatique en régime de court-circuit d'un contact électrique à point résulte de la forme :

$$i_k^2(t)\mathrm{d}t=(2\pi r^2)^2\frac{c_0(1+\beta\theta)}{\rho_0(1+\alpha_R\theta)}\mathrm{d}\theta, \qquad \rho(0)=\theta_i. \tag{9}$$

Pour établir l'équation différentielle (9) on a considéré que les pertes spécifiques par effet J o u l e, produites par le courant de court-circuit d'intensité $i_k(t)$, ont, dans le volume entier des pièces de contact, la valeur enregistrée sur la surface de contact de rayon $r(\theta)$, [2], [3].

À partir de (7), l'équation (9) devient de la forme :

$$i_k^2(t)\mathrm{d}t=(2\pi r_0)^2\frac{c_0}{\rho_0}\cdot\frac{1+\beta\theta}{(1+\alpha_R\theta)(1-\gamma\theta)^2}\mathrm{d}\theta, \qquad \theta(0)=\theta_i. \tag{10}$$

En utilisant les notations :

$$\int_0^{t_k} i_k^2\mathrm{d}t=\sigma(t_k), \qquad \frac{c_0}{\rho_0}\int_{\theta_i}^{\theta_k}\frac{(1+\beta\theta)\mathrm{d}\theta}{(1+\alpha_R\theta)(1-\gamma\theta)^2}=R_2(\theta_i,\ \theta_k), \tag{11}$$

où $\sigma(t_k)$ représente la sollicitation thermique en court-circuit et $R_2(\theta_i, \theta_k)$ — la rigidité thermique en court-circuit du contact, on peut écrire finalement l'équation (10) sous la forme :

$$\sigma(t_k)=(2\pi r_0^2)^2R_2(\theta_i,\ \theta_k). \tag{12}$$

À partir de la relation [3], [5] il résulte :

$$\sigma(t_k)=I_{ke}^2 \tag{13}$$

et compte tenu de (12) il en résulte qu'on peut vérifier la thermostabilité au court-circuit du contact étudié à l'aide d'une relation ayant la forme (2), cette fois-ci à la différence que la rigidité thermique, $R_2(\theta_i, \theta_k)$, contient la dépendance par rapport à la température du rayon r de la surface de contact. Après intégration, la relation (11_2) devient de la forme :

$$R_2(\theta_i,\ \theta_k)=\frac{c_0}{\rho_0}\left[\frac{\alpha_R-\beta}{(\alpha_R+\gamma)^2}\ln\frac{(1+\alpha_R\theta_k)(1-\gamma\theta_i)}{(1+\alpha_R\theta_i)(1-\gamma\theta_k)}+\right.$$
$$\left.+\frac{(\beta+\gamma)(\theta_k-\theta_i)}{(\alpha_R+\gamma)(1-\gamma\theta_i)(1-\gamma\theta_k)}\right]. \tag{14}$$

L'influence de la variation par rapport à la température du taux de plasticité du matériel de contact sur la rigidité thermique au court-circuit d'un contact électrique à point est mise en évidence dans la Fig. 2 où, pour différentes valeurs données à la température initiale, θ_i, sont représentées

graphiquement les courbes $R_1(\theta_k)$, $R_2(\theta_k)$, qui correspondent au contact en cuivre ($\rho_0=1{,}58\cdot10^{-8}$ [Ωm], $\alpha_R=4{,}31\cdot10^{-3}$ [°C]$^{-1}$, $c_0=3{,}47\cdot10^{6}$ [J/m^3·°C], $\beta=10^{-4}$ [°C]$^{-1}$, $\sigma_{p0}=4{,}03\cdot10^{8}$ [N/m^2], $\gamma=9{,}88\cdot10^{-4}$ [°C^{-1}]).

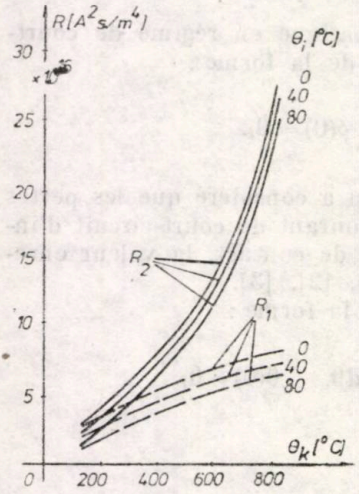


Fig. 2

À ce qu'il paraît, l'augmentation de la rigidité thermique au court-circuit due à la variation par rapport à la température du taux de plasticité σ_p s'avère d'être consistante, de sorte qu'on est intéressé à reévaluer les densités de courant par contact, admissibles au court-circuit.

Ayant en vue que la surface de contact est croissante, conformément à la relation (5), par rapport à la température, pour des valeurs précisées de l'effort de pression F_c et de l'intensité I_{ke} du courant équivalent de court-circuit, les densités mêmes de courant sur la surface de contact résulteront à être dépendantes par rapport à la température, pendant le régime de court-circuit.

Sur la surface de contact, la densité de courant j_{ke}, qui correspond au courant équivalent de court-circuit, est donnée par la relation:

$$j_{ke}=\frac{I_{ke}}{2\pi r^2}. \tag{15}$$

Compte tenu de (7), (12), (13), l'expression (15) devient de la forme :

$$j_{ke}=(1-\gamma\theta)\sqrt{R_2(\theta_i,\theta_k)}, \qquad \theta_i\leqslant\theta\leqslant\theta_k. \tag{16}$$

C'était à prévoir que la densité de courant j_{ke} se réduit pendant le régime de court-circuit parce que, à la suite de l'accroissement de la température sur la surface de contact, cette surface-ci augmente. Compte tenu des circonstances, il est nécessaire de considérer comme admissible au court-circuit, j_{ad}, la valeur maximum de la densité de courant enregistrée pendant le régime de court-circuit sur la surface de contact ; on obtient l'expression de celle-ci de (16), pour $\theta=\theta_i$, de sorte qu'on peut écrire :

$$j_{ad}=(1-\gamma\theta_i)\sqrt{R_2(\theta_i,\theta_k)}, \tag{17}$$

où la température finale, θ_k, prend la valeur admissible au court-circuit.

Tenant compte de (17), l'on constate que les valeurs de la densité de courant j_{ad} résultent comme agrandies par rapport aux valeurs de la densité de courant j_0, admissibles au court-circuit dans l'hypothèse que la surface de contact reste constante pendant ce régime-ci. On peut exprimer l'accroissement possible de la densité de courant, admissible au court-circuit par un contact électrique à point, en valeurs adimensionnelles, à l'aide de la relation :

$$\Delta j_*=\frac{j_{ad}-j_0}{j_0}\cdot100, \ [\%], \tag{18}$$

où j_{ad} a l'expression (17) et j_0 résulte de (17) pour $\gamma=0$.

Tableau 1

θ_i, [°C] \ θ_k, [°C]		200	300	400	500	600	700	800
0	j_0, [A/mm²]	179	207	228	245	259	270	279
	j_{ad}, [A/mm²]	197	241	282	324	371	432	523
	Δj_*, [%]	10	16	23	32	43	60	87
40	j_0, [A/mm²]	155	187	210	228	243	255	265
	j_{ad}, [A/mm²]	168	214	255	299	347	406	495
	Δj_*, [%]	8	14	22	31	43	59	87
80	j_0, [A/mm²]	130	167	192	212	226	241	251
	j_{ad}, [A/mm²]	138	188	231	288	321	381	467
	Δj_*, [%]	6	12	20	36	42	58	86

Dans le Tableau 1 sont présentées les valeurs de la densité de courant j_{ad}, admissible au court-circuit par un contact électrique à point, en cuivre, calculées à l'aide de la relation (17) ; le même tableau contient les valeurs de la densité de courant j_0, utilisées d'habitude dans le calcul des contacts électriques. On met ainsi en évidence que pour vérifier la thermostabilité au court-circuit d'un contact électrique à point il est possible d'utiliser des valeurs agrandies de la densité admissible de courant, l'accroissement préconisé de celle-ci, Δj_*, étant d'autant plus consistant que les valeurs admissibles au court-circuit, acceptées pour la température finale, θ_k, de la surface de contact, sont plus élevées.

3. Conclusions

1. En considérant la variation par rapport à la température du taux de plasticité du matériel de contact, on intègre l'équation qui décrit le processus adiabatique de l'échauffement d'un contact électrique à point, traversé par un courant de court-circuit.

2. On présente un procédé ayant à la base la méthode du courant équivalent de court-circuit, valable pour des durées très courtes du régime de court-circuit, que l'on peut utiliser pour vérifier la thermostabilité du contact électrique à point pendant ce régime-ci.

3. On met en évidence que, par suite de l'accroissement de la surface de contact pendant le régime de court-circuit, dans le calcul de la thermostabilité du contact électrique à point il est possible d'utiliser des valeurs agrandies de la densité de courant, admissible au court-circuit.

Reçue le 28 septembre 1988

Institut Polytechnique, Jassy
Chaire d'Énergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Baraboi A., Leonte P., Hnatiuc E., *Cu privire la calculul încălzirii contactelor electrice sub acţiunea curenţilor de scurtcircuit.* CNEE'84 , Craiova, **10**, 23 (1984).
2. Baraboi A., *Sur une possibilité de calcul des contacts électriques.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXI (XXXV)**, *1–4*, s. III, 41 (1985).

3. Hortopan Gh., *Aparate electrice.* EDP, Buc., 1980.
4. Мольнар И., *Определение нагрева сильноточного точечного контакта. Электрические контакты.* Изд. Наука, Москва, 1973.
5. Suciu I., *Bazele calculului solicitărilor termice ale aparatelor electrice.* Ed. Tehn., Buc., 1980.

INFLUENŢA VARIAŢIEI CU TEMPERATURA A REZISTENŢEI DE STRIVIRE A MATERIALULUI DE CONTACT ASUPRA SOLICITĂRII TERMICE LA SCURTCIRCUIT A CONTACTELOR ELECTRICE

(Rezumat)

Considerînd variaţia cu temperatura a rezistenţei de strivire a materialului de contact, se integrează ecuaţia care descrie solicitarea termică adiabatică a unui contact electric punctiform, produsă sub acţiunea curentului de scurtcircuit.

Se prezintă un procedeu de calcul al stabilităţii termice la scurtcircuit a contactului electric punctiform, bazat pe metoda curentului echivalent de scurtcircuit. Relaţiile de calcul stabilite, spre deosebire de cele existente, ţin seama de creşterea suprafeţei de contact pe durata regimului de scurtcircuit şi conţin toţi parametrii curentului de scurtcircuit care produce solicitarea termică.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI.

D. K. 621.395.72

MIKROPROZESSORGESTEUERTER PRÜFER FÜR KREUZSCHIENENWÄHLERRAHMEN

VON

M. ANTONESCU, EMILIAN BANU und PETRUȚ DUMA

1. Einleitung

Das Schaltungsnetz der modernen automatischen Vermittlungsstellen besteht aus Mehrfachkreuzschienenwählern (MKSW). In den Bedingungen der Vermittlungsstellenewerkstätten setzt die vollständige Prüfung eines solchen Rahmens eine mühselige Arbeitsleistung voraus.

Die Arbeit beschreibt einen automatischen, mikroprozessorgesteuerten Prüfer, der den Rahmen testet von dem Gesichtspunkt der wahrscheinlichen Fehlern aus und zwar: a) Kurzschluß zwischen den senkrechten Lamellen eines Eingangs unter Nichtbetätigung der waagerechten Schienen; b) Berührungen zwischen den senkrechten und waagerechten Lamellen, unter Nichtbetätigung der waagerechten Schienen; c) die unmögliche Betätigung der waagerechten und (oder) senkrechten Schienen; d) die unmögliche Verwirklichung der Eingang—Ausgang Koppelpunkten; e) Berührungen zwischen den waagerechten Lamellen des geprüften Ausgangs; f) Berührungen zwischen den waagerechten Lamellen der geprüften und anderer Ausgänge.

Weil die Schnittstellen ziemlich aufwändig sind, wurde eine wirtschaftlichere Variante des Prüfers realisiert in der die oben angegebenen Fehlern nur für einen einzigen Wähler des Rahmens gesucht werden. Nach dem vollständigen Test wird ein Teil der Schnittstellen bei den Eingängen des nächsten Wählers angeklemmt u.s.w.

Das Software und die Schnittstellen wurden für den häufigen Fall eines Rahmens mit 52 Ausgängen auf 4 Drähten ausgearbeitet. Für andere Rahmen die sich in der Zahl der Ausgängen und Drähten von dem angenommenen unterscheiden, gelten auch die weiter beschriebenen Gedanken, mit der Ausnahme einiger Einzelheiten.

2. Die Prüferschnittstellen

Das verwendete Mikrosystem hat eine gewöhnliche, minimale Struktur und verfügt über einen 8 080 Mikroprozessor. Der Verkehr mit dem Äußere erfolgt über einen 8 255 PIO und eine Anzeige durch Kathodenstrahlröhre.

Eine in periodischen Unterbrechungen Arbeitsweise dient zur einfachen Messung der Antriebs- und Auslösungszeit der Elektromagneten.

Man nimmt weiter eine Zählung der Ausgänge von 0 ... 51 und der waagerechten Schienen von 0 ... 12 an.

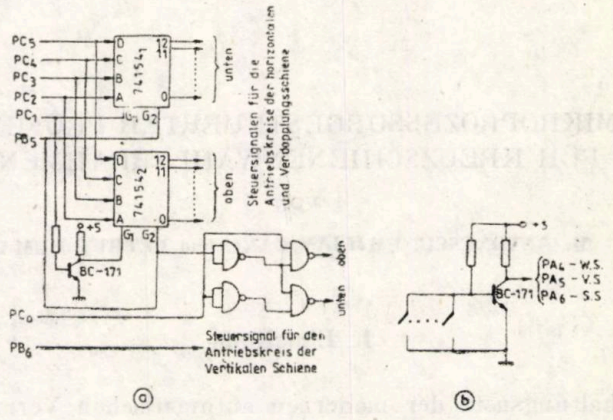


Abb. 1

Die Abb. 1 *a* stellt die Schnittstelle die zur Wahl und Antrieb der waagerechten, verdoplungs und senkrechten Schienen (W.S., V.S., S.S.) dient dar. Zu diesem Zweck verwendet man zwei 74154 Dekodern an deren Eingängen die PC_2 ... PC_5 Bits die Zahl der W.S. bestimmen. PC_1 stellt die Lage — oben oder unten — dieser Schienen und PC_0 die Lage der V.S. (0 — unten, 1 — oben) fest. Die Ausgänge der Dekodern und Tore liefern den 0 logischen Signal der die Antriebskreise der Elektromagneten steuert. PB_5 validiert den Antrieb der W.S. und V.S. und PB_6 steuert den Antriebskreis für den Elektromagneten der S.S.

Die Schnittstellen der eigenen Kontakten der W.S., V.S., S.S. erscheinen in der Abb. 1 *b*. Sie sind an der PA_4 ... PA_6 gekoppelt. Das Schließen eines Kontakten bestätigt den Antrieb der Schiene.

Die Abb. 2 *a* wiedergibt die Wählereingängeschnittstelle. Man verwendet einen 4066 Kreis dessen Switches einzeln — mit den PB_0 ... PB_3 Bits — steuerbar sind. Diese Switches erlauben das Anlegen einer logischen Null nur auf einem einzigen Draht des Wählereingangs. Die 4 Wählereingänge (Drähte) sind auch an den 52 und 53 Eingängen der Multiplexern MUX_1^4 ... MUX_4^4 gekoppelt. Diese Eingänge dienen um die Prüfungen a) und b) von §1 durchzuführen.

Abb. 2 *b* stellt die Wählerausgängeschnittstelle dar. Für die Prüfungen muß man die Information von den 52 Ausgängen auf 4 Drähten lesen zu können. Zu diesem Zweck dienen 4 Gruppen von 74150 Multiplexern bei denen die Drähte 1 ... 4 jedes Ausgangs gekoppelt sind. Die Wahl des Multiplexereingangs — die gemeinsam für alle Multiplexern ist — erfolgt mittels den PC_0 ... PC_3 Bits, während die Gruppenwahl die PC_4, PC_5 Bits bestimmen. Man sollte bemerken, daß, der PC_0 ... PC_5 Kode der in der Abb. 2 *b* den gele-

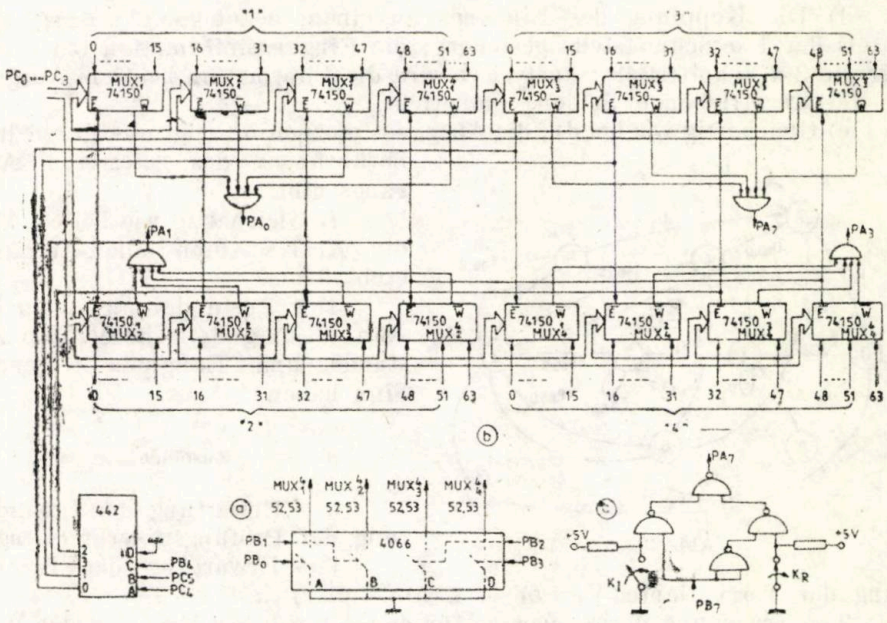


Abb. 2

senen Ausgang des Wählers präzisiert, stimmt mit dem Kode aus der Abb. 2 *a* der die zu antreiben W.S. und V.S. — die Lage eingezogen — definiert. Diese Struktur ermöglicht also die 4 Bits eines beliebigen Ausgangs in das Mikrosystem über $PA_0 ... PA_3$ aufzuladen.

Endlich, in der Abb. 2 *c* erscheint die Umschalterschnittstelle, die von PB_7 gesteuert ist : falls $PB_7=1$, erscheint bei PA_7 die Lage des K_I Umschalters (dieser Umschalter dient zur Unterbrechung der Prüfung falls der Operator es wünscht) ; falls $PB_7=0$ gewinnt man über PA_7 die Lage des K_R Umschalters (er dient zum Wiederbeginnen der Prüfung nach einer gewünschten Unterbrechung).

3. Der Zustandgraph des Prüfungsprozesses

Die Probe findet in drei Etappen statt in den sich die Fehlern a) ... f) folgendermaßen prüfen :

a) Uber die 2 *a* Schnittstelle ladet man eine Null auf einem Draht des Eingangs ; über die 1 *a* Schnittstelle steuert man nur die V.S., entweder oben oder unten ; die Ausgangsinformation wird von den Multiplexern $MUX_1^1 ... MUX_4^1$ (52, 53 Eingänge) abgelesen.

b) Gleichartig wie bei a), nur wird die Ausgangsinformation von den Eingängen 0 ... 51 der Multiplexern genommen.

c) Erst wird eine Schiene über die 1 *a* Schnittstelle gesteuert, danach analysiert man die von der 1 *b* Schnittstelle gewonnenen Bits.

d) Die Kopplung des Eingangs an einem beliebigen Ausgang wird mittels der 1 *a* Schnittstelle gesteuert; die Eingangsinformation ladet man über die 2 *a* Schnittstelle; analysiert wird die Information bei dem Ausgang der der angetriebenen Schiene entspricht.

e) Gleichartig wie bei d); die Ausgangsinformation zeigt ob es Lamellenberührungen des getesteten Ausgangs gibt.

f) Gleichartig wie bei e), aber die Analyse muß alle Ausgänge einbeziehen.

Der Zustandgraph ist in der Abb. 3 dargestellt in der die Zustände und Ereignisse folgenden Sinn haben:

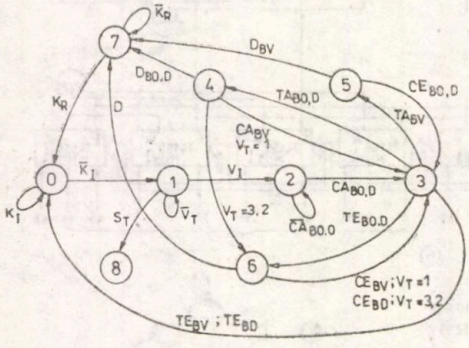


Abb. 3

Zustände

0 — Erwartung der Invalidierung der Prüfungsunterbrechung.

1 — Erwartung der Bestimmung der Testvariante V_T: a) — *3*, b) — *2*, c) .... *f*) — *1*.

2 — Erwartung der Steuerung für den Antrieb der V.S. und der W.S. (eventuell).

3 — Erwartung des Antriebs/Auslösung der Schienen.

4 — Prüfung des Antriebs der W.S. und V.S.

5 — Prüfung des Antriebs der S.S.

6 — Aufladen in das Mikrosystem der Information beim Wählerausgang (Wählerausgänge); Analyse.

7 — Fehler; entsprechende Anzeige; Stillstand der Prüfung; (Aufheben des Fehlers); Erwartung des Wiederbeginnen der Prüfung,

8 — Ende der Prüfung — der ganze Rahmen ist geprüft.

Ereignisse

$K_I/\overline{K}_I$ — es besteht/es besteht keine Prüfungsunterbrechung.

$V_T/\overline{V}_T$ — die Testvariante ist/ist nicht bestimmt worden.

$CA_{BO,D}/\overline{CA}_{BO,D}$ — die Steuerung für den Antrieb der W.S. und (oder). V.S. ist/ist nicht gegeben worden.

$TA_{BO,D}$, TA_{BV} — Ende der Antriebzeit für die W.S., V.S., S.S.

$TE_{BO,D}$, TE_{BV} — Ende der Auslösungszeit für die W.S., V.S., S.S.

$D_{BO,D}$,D_{BV} — Fehler: unmöglicher Antrieb für die W.S., V.S., S.S.

D — Fehler von a), b), d) ... f) Typen.

V_T=3, 2, 1 — der Wert der Testvariante.

$K_R/\overline{K}_R$ — das Wiederbeginnen der Prüfung wird/wird nicht gewünscht.

Jede Testphase, für jede mögliche Eingang—Ausgang Kopplung des Wählers nimmt ein neues Zurücklegen des Graphs an.

4. Schlussfolgerungen

Der beschriebene Prüfer wurde auf einen MKSW getestet und erfüllte die vorgenommenen Aufträge.

Er ist unter Verwendung eines beliebigen Mikrosystems das die in § 2 bestimmten Bedingungen erfüllt, realisierbar und bewährt sich als besonders vorteilhaft für die Fehlerbehebungenwerkstätte der Vermittlungsstellen.

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Angewandte Elektronik

LITERATURVERZEICHNISS

1. * * * *Intel 8080 Microcomputer User's Manual.* Intel Corp., Santa Clara, Calif., 1977.
2. Larsen G. D., Titus A.J., Titus A., *8080, 8085 Software Design.* Howard W. Sams & Co., 1978.
3. Radu S., Filoti D., *Centrale telefonice automate. Sisteme moderne de comutație.* Ed. Tehn., Buc., 1972.
4. Rădulescu T., Gheorghiu B., Ștefănescu D., *Centrale telefonice automate pentacross.* Ed. Tehn., București, 1984.

TESTER DE CADRE CROSSBAR PILOTAT CU MICROPROCESOR

(Rezumat)

Se descrie realizarea pilotată cu microprocesor a unui tester de cadre crossbar : sarcini, condiții pentru microsistemul folosit, interfețe, graf de stări al procesului de test.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 621.014.42

APPAREIL POUR ÉLECTROACUPUNCTURE PHYSIOLOGIQUE

PAR

LAURENŢIU DIMITRIU

1. Introduction

En utilisant des signaux électriques pour stimuler les points d'acupuncture on peut obtenir plusieurs avantages à savoir : on sélectionne la forme désirée du signal, on permet de régler avec précision l'intensité de la stimulation, on assure de fortes stimulations, le procédé n'est pas douloureux.

Quelques recherches, telles par exemple celles de N y b o i e t, ont établi, pour les patients sains, sept zones de la peau qui entrent en résonance avec une fréquence spécifique. Les fréquences respectives, notées par *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F*, *G*, ont les valeurs : 2,5 Hz, 5 Hz, 10 Hz, 20 Hz, 40 Hz, 80 Hz, 160 Hz [1]. Les fréquences plus grandes correspondent aux structures biologiques plus élaborées. Une déviation minime par rapport à ces fréquences produit des perturbations accompagnées par une dysharmonie centrale et instauration d'une maladie.

L'appareil proposé dans ce qui suit permet la stimulation avec les fréquences spécifiques de la peau, de manière continue ou par des trains commandés par le pouls du patient. La forme du signal est sinusoïdale, qui correspond mieux à un mode physiologique de traitement.

2. Le schéma-bloc de l'appareil

L'appareil pour électroacupuncture physiologique est réalisé selon le schéma-bloc de la Fig. 1.

Pour saisir le rythme cardiaque on utilise un capteur de pouls (*1*), dont le signal est amplifié par un amplificateur à gain réglable (*2*). Par le bloc de réglage du gain (*3*) on réalise la compensation des variations individuelles du signal capté par le capteur de pouls (*1*). Après amplification le signal est appliqué à un comparateur de niveau (*4*), qui sépare, en fonction de l'amplitude, le signal en correspondance à la systole ventriculaire, compte tenu du fait que l'amplitude, pendant cette période du rythme cardiaque est la plus grande. Le seuil supérieur du comparateur de niveau (*4*) est fixé par le bloc de réglage de niveau (*5*), à une valeur qui caractérise le signal seulement pour la systole. La sortie du comparateur de niveau (*4*) est couplée à l'entrée de la porte (*6*), qui valide

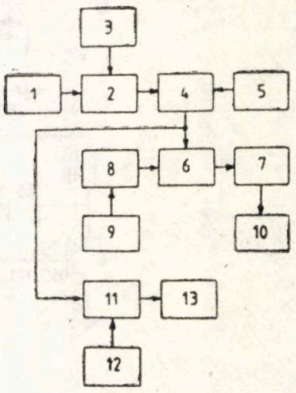


Fig. 1

l'accès des signaux de l'oscillateur (*8*), vers le circuit de sortie (*7*). La fréquence du signal est fixée par le bloc de réglage de fréquence (*9*). Le circuit de sortie (*7*) assure le réglage de l'intensité du courant par les aiguilles d'électroacupuncture (*10*). Pour saisir la correction de la séparation de la période de systole ventriculaire, la sortie du comparateur de niveau (*4*) est couplée à une porte (*11*) qui permet l'accès du signal du générateur d'audiofréquence (*12*), vers le haut-parleur (*13*). Le réglage correct est mis en évidence par l'apparition d'une seule impulsion sonore pour un cycle cardiaque complet, pendant la systole ventriculaire.

3. Le schéma électrique

Le schéma électrique de l'appareil est présenté dans la Fig. 2.

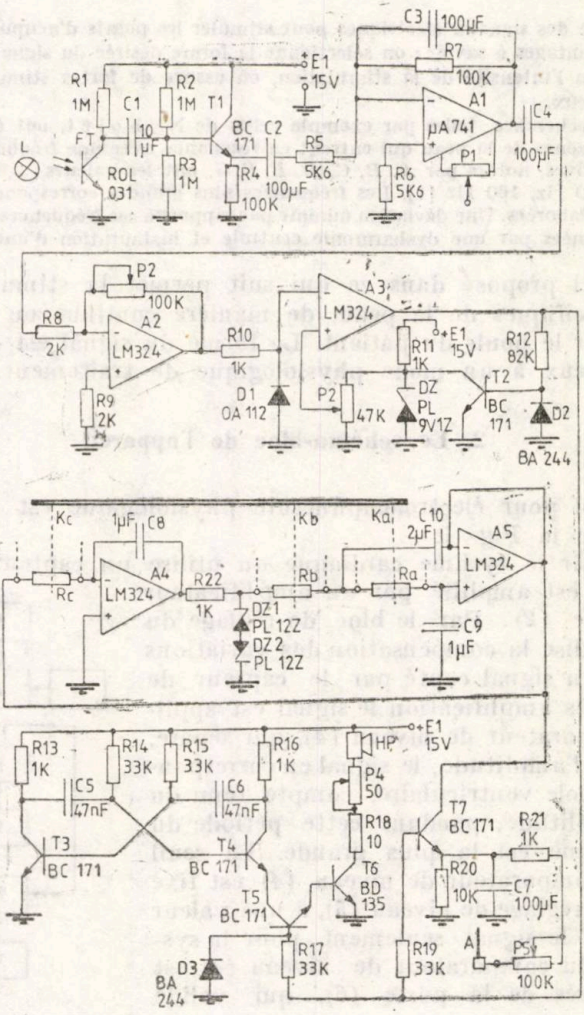


Fig. 2

Le capteur de pouls utilisé est de type photo-électrique par réflexion et il est réalisé par le transistor à effet photo-électrique FT et l'ampoule L. Le composant de signal qui correspond au rythme cardiaque est appliqué par l'intermédiaire du condensateur $C1$ à l'entrée de l'étage répéteur $T1$. Cet étage est un adaptateur d'impédances. Le signal est ensuite appliqué à l'amplificateur opérationnel $A1$, qui a la possibilité de compenser la tension d'offset à l'aide du potentiomètre $P1$. Les résistances $R7$ et $R5$ fixent le gain de l'amplificateur. Le condensateur $C3$ du circuit de réaction assure l'atténuation du bruit de haute fréquence capté par le capteur de pouls. Puis, le signal est appliqué par l'intermédiaire du condensateur $C4$ à l'amplificateur à gain réglable réalisé par l'amplificateur opérationel $A2$. On peut régler le gain par le potentiomètre $P2$, qui permet de compenser les variations individuelles pour les signaux captés par le capteur de pouls. Le circuit formé par la résistance $R10$, l'amplificateur opérationel $A3$, la résistance $R11$, la diode Zener DZ, le transistor $T2$, la résistance $R12$ et le potentiomètre $P3$, réalise le comparateur de niveau à hystérésis. Par le potentiomètre $P3$ on règle le seuil supérieur du comparateur. La diode $D1$ supprime les alternances négatives, sans intérêt pour la méthode proposée. La diode $D2$ protège la jonction d'émetteur du transistor $T2$.

Avec les transistors $T3$, $T4$, les résistances $R13$, $R16$ et les condensateurs $C5$, $C6$, a été réalisé un multivibrateur astable qui oscille à une audiofréquence. Le transistor $T5$ est couplé comme porte qui peut transmettre les oscillations du multivibrateur astable vers l'étage d'audiofréquence réalisé par le transistor $T6$, la résistance $R18$, le potentiomètre $P4$ et le haut-parleur HP. À l'aide de $P4$ on règle le niveau d'audition du signal acoustique émis. Le haut-parleur HP émet des sons seulement pendant que le transistor-porte $T5$ est ouvert. En réglant correctement le gain de l'étage $A2$ par le potentiomètre $P2$ et le niveau du comparateur par le potentiomètre $P3$, on peut séparer la durée de la systole ventriculaire. La correction des réglages est mise en évidence par l'apparition d'une seule impulsion sonore pour chaque cycle cardiaque.

Le signal de la sortie du comparateur de niveau à hystérésis est appliqué aussi à la porte réalisée avec le transistor $T7$ et les résistances $R19$, $R20$. Dans le circuit de collecteur, $T7$ reçoit le signal de l'oscillateur en quadrature qui utilise les amplificateurs opérationnels $A4$ et $A5$. Cet oscillateur engendre sept fréquences fixes de 2,5 ; 5 ; 10 ; 20 ; 40 ; 80 ; 160 Hz, en concordance avec les sept fréquences physiologiques.

La sélection d'une certaine fréquence de travail est réalisée à l'aide du commutateur à trois sections et sept positions K_a, K_b, K_c. Le commutateur couple les résistances R_a, R_b, R_c, dont les valeurs, pour les sept fréquences générées, sont précisées dans le Tableau 1.

Le condensateur $C6$ supprime les bruits de haute freéquence qui peuvent apparaître à la sortie du transistor $T7$.

Pendant l'intervalle où le signal du comparateur de niveau à hystérésis est haut, les oscillations de l'oscillateur en quadrature sont transmises par le transistor-porte $T7$ vers le circuit de sortie, formé par la résistance $R21$ et le potentiomètre $P5$ et elles s'appliquent à l'aiguille d'électroacupuncture A. La résistance $R21$ assure la limitation supérieure du courant à une va-

Tableau 1

Fréquence Hz	R_a	R_b	R_c
2,5	45 KΩ	45 KΩ	33 KΩ
5	22,5 KΩ	22,5 KΩ	15 KΩ
10	11,2 KΩ	11,2 KΩ	10 KΩ
20	4,2 KΩ	4,2 KΩ	4,7 KΩ
40	2,76 KΩ	2,76 KΩ	2,2 KΩ
80	1,22 KΩ	1,22 KΩ	1 KΩ
160	560 Ω	560 Ω	330 Ω

leur nondangereuse pour l'organisme, pendant que par $P5$ on règle la valeur de l'intensité du courant, en fonction du but thérapeutique poursuivi.

Les amplificateurs opérationels sont alimentés de façon symétrique, en utilisant la source positive $E1$ et la source négative $E2$. La source positive $E1$ est utilisée aussi pour l'alimentation des autres blocs de l'appareil.

Pour réaliser l'appareil ont été utilisées des composants dont les valeurs sont indiquées dans la Fig. 2.

4. Conclusions

Les avantages de l'appareil réalisé sont les suivantes :

a) Il assure la synchronisation, sur une base physiologique, du moment de l'application du signal électrique aux aiguilles d'électroacupuncture à la période de la systole ventriculaire, lorsque l'organisme est plus réceptif aux stimulations, avec la possibilité d'obtenir un effet cumulatif.

b) Il utilise des signaux sinusoïdaux de fréquences fixes, en concordance avec les fréquences physiologiques établies pour les sujets sains.

c) Par des modifications constructives simples on peut utiliser d'autres formes d'onde à d'autres gammes de fréquence.

L'expérimentation clinique de l'appareil a mis en évidence la dépendance entre l'efficacité de la stimulation et le rythme cardiaque.

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électronique appliquée

BIBLIOGRAPHIE

1. Dimitriu L., Cortojan N., *Detecto-stim fiziologic.* IV-e Symp. national d'acupuncture, Jassy, 5–6 oct. 1984.
2. Dimitriu L., *Aparat pentru electroacupunctura fiziologică.* Patent R.S.R., *91 338* (1988).

APARAT PENTRU ELECTROACUPUNCTURĂ FIZIOLOGICĂ

(Rezumat)

Se prezintă un aparat pentru electroacupunctură bazat pe principiul fiziologic al sincronizării cu ritmul cardiac. Folosindu-se circuite de prelucrare adecvate şi un traductor de puls fotoelectric, semnalul sinusoidal emis de un oscilator cuadratură cu şapte frecvenţe fixe selectabile este transmis acelor de electroacupunctură numai pe durata sistolei ventriculare. Cele şapte frecvenţe folosite corespund frecvenţelor proprii ale pielii specifice omului sănătos, descrise în cercetările lui Nyboiet.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI.

D. C. 621.313.2

CONSIDERATIONS REGARDING THE CHARACTERISTICS OF THE CURRENT INVERTER FED D.C. MACHINES WITH ELECTRONIC COMMUTATION

BY

SILVIU HARGHEL and **CARMEN FILIPIUC**

1. Introduction

In the present paper, some considerations regarding the characteristics of the d.c. machines with electronic commutation are presented. It is possible to build these machines as micromachines — and there are a great number of constructive variants [1], which generally have a small number of reactions in the armature winding and consequently, simple electronic diagrams, — or they can be made as machines of medium or great power.

The last ones have the same construction as the synchronous machine with three phase armature winding on stator. The supply source can be a current-fed or voltage-fed inverter, in both cases the current phase control of the conduction periods being provisioned by a shaft-position transducer RPT.

In what follows, we will deal with the machine supplied by a current-fed inverter, having the diagram presented in Fig. 1.

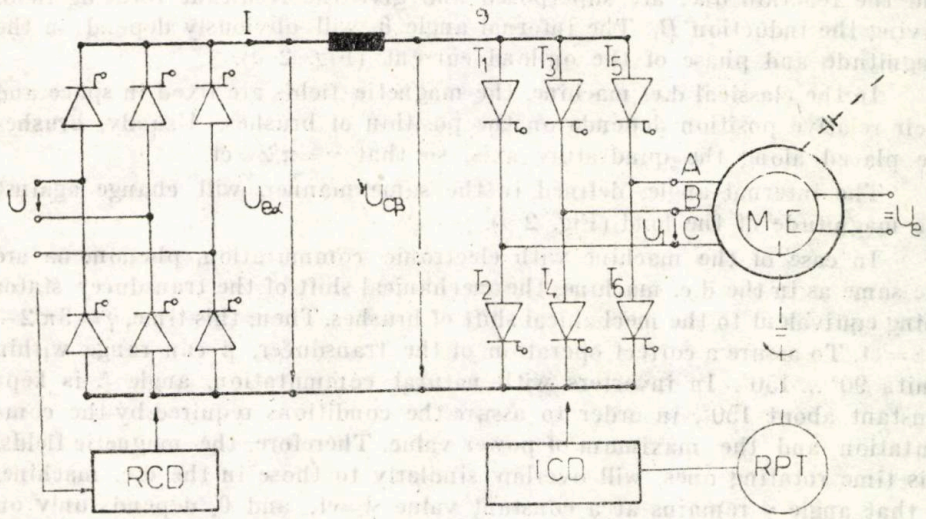


Fig. 1

The inverter is made of the thyristors $T_1, ..., T_6$. The control device of the rectifier, RCD, delivers control pulses synchronised to the mains, wich must have adjustable phase (the control angle α must be adjustable within limits 0° ... 90°), so that the rotation speed can be controlled by variation of the armature supply voltage.

The control pulses of the inverter, given by its control device ICD, are synchronised to the rotation speed of the machine by means of the rotoric position transducer, RPT.

These pulses too can have adjustable phase, provided by rotational displacement of the transducer stator (the control angle, ρ, is adjustable within limits 90° ... 150°).

2. The Resultant Magnetic Field

In what follows, higher voltage and current harmonics will be neglected without introducing significant error in the torque or mechanical characteristics of the machine. Taking into consideration only the fundamental components, we will study the resultant magnetic field obtained in the d.c. machine with electronic commutation, supplied by current-fed inverter, in comparison with the field obtained in the synchronous machine and in the d.c. one with classical construction (Fig. 2).

In the classical synchronous machine, fed by a constant amplitude and frequency source, the phase and amplitude of the armature reaction field, having the induction B_{ai}, depend on the value and the phase displacement of the armature current ($\gamma_i = \pi/2 \pm \varphi_i$).

The two rotating fields, the excitation one, having the induction B_0, and the reaction one, are superposed and give the resultant rotating field, having the induction B_i. The internal angle θ_i will obviously depend on the magnitude and phase of the on-load current (Fig. 2 *a*).

In the classical d.c. machine, the magnetic fields are fixed in space and their relative position depends on the position of brushes. Usually, brushes are placed along the quadrature axis, so that $\gamma = \pi/2 = ct.$

The internal angle, defined in the same manner, will change against the magnitude of the load (Fig. 2 *b*).

In case of the machine with electronic commutation, phenomena are the same as in the d.c. machine, the mechanical shift of the transducer stator being equivalent to the mechanical shift of brushes. Then, this time, $\gamma = 3\pi/2 - \beta = ct.$ To assure a correct operation of the transducer, β can range within limits 90° ... 150°. In inverters with natural commutation, angle β is kept constant about 150°, in order to assure the conditions required by the commutation and the maximum of power value. Therefore, the magnetic fields, this time rotating ones, will overlap similarly to those in the d.c. machine, so that angle γ remains at a constant value $\gamma = ct.$ and θ_i depends only on the amplitude of current (Fig. 2 *c*).

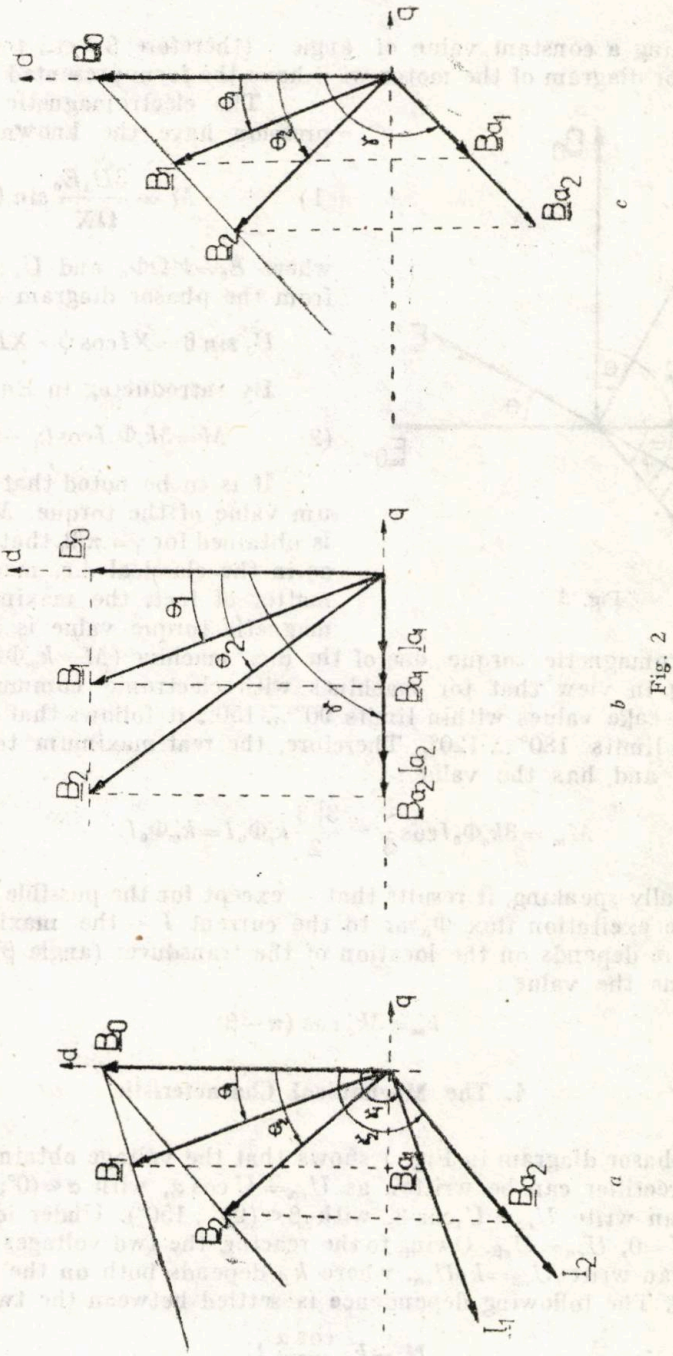


Fig. 2

3. The Torque Characteristic

Assuming a constant value of angle γ (therefore β=ct., too), the simplified phasor diagram of the motor wi ll have the form presented in Fig. 3.

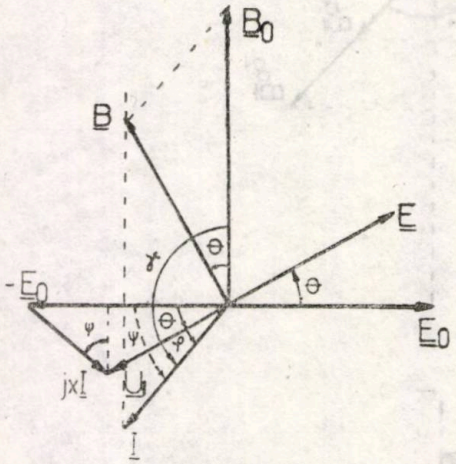


Fig. 3

The electromagnetic torque expression have the known form:

$$1) \qquad M = \frac{3U_1E_0}{\Omega X}\sin\theta,$$

where $E_0 = k_e'\Omega\Phi_0$ and $U_1 \sin\theta$ results from the phasor diagram namely:

$$U_1 \sin\theta = XI\cos\psi = XI\cos(\gamma - \pi/2)$$

By introducing in Eq. (1) we get:

$$(2) \qquad M = 3k_e'\Phi_0 I\cos(\gamma - \pi/2).$$

It is to be noted that the maximum value of the torque, $M_m = 3k_e'\Phi_0 I$, is obtained for $\gamma = \pi/2$, that is the same as in the classical d.c. machine. As a matter of fact, the maximum electromagnetic torque value is also similar to the electromagnetic torque one of the d.c. machine ($M = k_m\Phi I$). In practice, having in view that for machines with electronic commutation, the angle β can take values within limits 90° ... 150°, it follows that angle γ can vary within limits 180° ... 120°. Therefore, the real maximum torque is got for γ=120° and has the value:

$$(3) \qquad M_m = 3k_e'\Phi_0 I\cos\frac{\pi}{6} = \frac{3\sqrt{3}}{2}k_e'\Phi_0 I = k_m'\Phi_0 I.$$

Generally speaking, it results that — except for the possible maximums owed to the excitation flux Φ_0 or to the current I — the maximum value of the torque depends on the location of the transducer (angle β); the constant k_m' has the value:

$$(4) \qquad k_m' = 3k_e'\cos(\pi - \beta).$$

4. The Mechanical Characteristic

The phasor diagram in Fig. 1 shows that the voltage obtained from the controlled rectifier can be written as $U_{c\alpha} = U\cos\alpha$, with $\alpha \in (0°; 90°)$. Similarly, we can write $U_{c\beta} = U_1\cos\beta$, with $\beta \in (90° ; 150°)$. Under ideal no-load operation, $I = 0$, $U_{c\alpha} = U_{c\beta}$. Owing to the reactor, the two voltages differ when $I \neq 0$. One can write $U_{c\beta} = k_F U_{c\alpha}$, where k_F depends both on the reactor and on the load. The following dependence is settled between the two voltages:

$$(5) \qquad U_1 = k_F\frac{\cos\alpha}{\cos\beta}U.$$

From the phasor diagram represented in Fig. 4 the expression of the voltage may be obtained :

$$(6)\quad U=\dot{E}_0-U_1=XI\sin\varphi+XI\cos\varphi\,\mathrm{tg}\,\frac{\theta}{2}.$$

The e.m.f. E_0 results from Eq. (6) :

$$(7)\quad \dot{E}_0=U_1+\Delta U=U_1+XI\left(\sin\varphi+\cos\varphi\,\mathrm{tg}\,\frac{\theta}{2}\right).$$

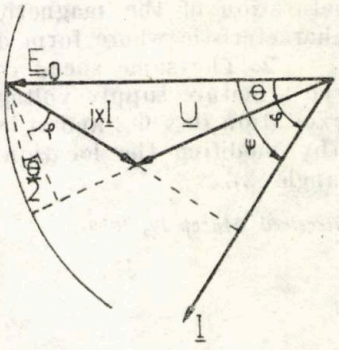


Fig. 4

Taking into account that $\dot{E}_0=k_e U\Phi_0$ and $M=k'_m\Phi_0 I$ the mechanical characteristic takes the form :

$$(8)\quad n=\frac{U_1}{k_e\Phi_0}+\frac{X\left(\sin\varphi+\cos\varphi\,\mathrm{tg}\,\frac{\theta}{2}\right)}{k_e k'_m\Phi_0}M.$$

By introducing relations (4) and (5) in Eq. (8) we get finally :

$$(9)\quad n=\frac{k_F U\cos\alpha}{k_e\Phi_0\cos\beta}-\frac{X\left(\sin\varphi+\cos\varphi\,\mathrm{ctg}\,\frac{\beta+\varphi}{2}\right)}{k_1\Phi_0\cos\beta}M,$$

where it has been taken into account that $\theta=\gamma-\pi/2-\varphi$.

Analogically to the known expression of the classical d.c. machine mechanical characteristic, $n=n_0-\Delta n$, the speed for no-load operation results to be :

$$(10)\quad n_0=\frac{k_F U\cos\alpha}{k_e\Phi_0\cos\beta}.$$

The speed for no-load operation can be considered constant provided that all quantities are constant. It can be modified by varying angles α and β, and the excitation flux Φ_0. But we have shown that angle β (similar to the shift angle of the brushes location in the classical d.c. machine) is usually kept constant.

From Eq. (9) the expression of the speed variation can be also derived :

$$(11)\quad \Delta n=\frac{X\left(\sin\varphi+\cos\varphi\,\mathrm{ctg}\,\frac{\beta+\varphi}{2}\right)}{k_1\Phi_0\cos\beta}M.$$

It is noticed that Δn depends on the value of the torque M, on that of the excitation flux Φ_0, and on the location of the transducer (angle β).

5. Conclusions

1. Characteristics are obtained similar to those of the shunt excited d.c. machine, that is to say a quasiliniar dependence of the electromagnetic torque against the armature current and against the excitation flux (the

saturation of the magnetic circuit is neglected) and a „stiff" mechanical characteristic whose form depends on the same quantities.

2. The same speed control possibilities are available, by variation of the armature supply voltage (variation of angle α), by the reduction of the excitation flux Φ_0, and at least, theoretically, by shifting the brushes location (by modifing the location of the transducer stator, namely by modifing angle β).

Received, March 10, 1989

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics,
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Vasiliu Gh., Suchar I., Şerban Gh., *Micromotoare de curent continuu cu comutaţie statică.* Ed. Tehn., Bucureşti, 1976.
2. Măgureanu R., *Maşini electrice speciale pentru sisteme automate.* Ed. Tehn., Bucureşti, 1980.
3. Filipiuc I., Filipiuc C., *Considerations about the Operation of the D.C. Machines with Electronic Commutation.* Symposium on Electrical Machines for Special Purposes, Bologna, Italy, September 9—11, 1981.
4. Harghel S., *Maşini electrice.* Inst. polit., Iaşi, 1988.

CONSIDERAŢII PRIVIND CARACTERISTICILE MAŞINILOR DE CURENT CONTINUU CU COMUTAŢIE ELECTRONICĂ, ALIMENTATE PRIN INVERTOR DE CURENT

(Rezumat)

Se fac unele consideraţii referitoare la caracteristicile maşinilor electrice de c.c. cu comutaţie statică alimentate prin invertor de curent impus. După o scurtă prezentare a locului acestor maşini, în rîndul maşinilor cu comutaţie electronică, se descrie modul de obţinere al cîmpului magnetic rezultant, la această maşină, comparativ cu maşina sincronă şi cea de c.c., de construcţie obişnuită.

Se deduce expresia cuplului electromagnetic şi a caracteristicii mecanice pentru maşina cu comutaţie electronică, făcîndu-se o paralelă cu expresiile corespunzătoare maşinii clasice. Se constată o mare asemănare cu caracteristicile motorului de c.c. cu excitaţie separată, rezultînd aceleaşi posibilităţi largi de reglaj de viteză şi, în general, de utilizare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI.

C. D. 621.316.11, 621.3.016.35

SUR L'UTILISATION DES ÉQUIVALENTS REI—DIMO DANS L'ÉTUDE DE LA STABILISATION OPTIMALE DES RÉSEAUX D'ÉNERGIE

PAR

VIRGIL ALEXANDRESCU

1. Introduction

Dans une Note précédente [4] on a déduit un modèle linéarisé d'état d'un réseau complexe d'énergie, représentant un système dynamique linéaire invariant de la forme :

$$\dot{x}(t)=Ax(t)+Bu(t)+Z, \qquad y(t)=Cx(t)+D, \tag{1}$$

où l'on a noté par : $x(t)\in R^d$ — le vecteur d'état, $u(t)\in R^g$ — le vecteur de commande, $y(t)\in R^d$ — le vecteur de sortie, $A\in R^{d\times d}$, $B\in R^{g\times d}$, $C\in R^{d\times d}$ — des matrices constantes qui dépendent du régime de référence, $Z, D\in R^d$ — des vecteurs constants reflètant l'effet des petites perturbations en échelon appliquées aux noeuds de charge, d — la dimension de l'espace d'état.

En utilisant le modèle (1), dans [5] on présente quelques résultats concernant la stabilisation d'un réseau complexe d'énergie à des petites perturbations par la commande optimale de l'excitation des générateurs. La loi de commande optimale, synthétisée sur la base d'un problème d'optimisation quadratique linéaire (OQL), s'exprime sous la forme :

$$u=k_y y, \tag{2}$$

où $k_y\in R^{g\times d}$ est la matrice de réaction de sortie.

Dans cette Note on présente les possibilités d'utilisation des équivalents réduits du réseau du type REI—Dimo à l'élaboration du modèle d'état (1), en révélant la précision apportée à la synthèse de la commande (2), aussi bien qu'aux performances transitoires de la stabilisation optimale.

Dans ce qui suit on fera appel aux grandeurs et aux notions définies en détail dans [4] et [5].

2. Exposé sur la méthode d'étude

Soit un réseau complexe d'énergie à g noeuds générateurs et c noeuds de charge auxquels on attachera, respectivement, les ensembles des indices N_g et N_c. Il y a, en tout, $n=g+c$ noeuds, en supposant l'inexistence du noeud de puissance infinie.

On se rappèle que l'algorithme sur la base duquel on a déduit le modèle (1) suppose l'élimination des vecteurs $[\Delta P_G]$, $[\Delta V_g]$, $[\Delta\theta_c]$, $[\Delta V_c]$, après les avoir explicités de l'équation matricielle (15), développée dans [4]. Cette équation, représentant un système algébrique linéaire de degré $2n$, peut être établie à des dimensions beaucoup plus réduites, en utilisant pour le

réseau un schéma équivalent monophasé à nombre réduit de noeuds, dénommé *modèle REI* (Radial, Equivalent, Indépendant) — l'un des plus importants concepts de l'Analyse nodale — D i m o (AND) [1]. Par cette voie on obtient évidemment de grands avantages de calcul surtout dans le cas des réseaux vastes.

Il est bien connu que les modèles REI ont trouvé actuellement une large application dans la représentation des réseaux extérieurs à un réseau étudié. Cette fois-ci il s'agit d'utiliser des modèles REI pour le réseau à l'étude. Ceux-ci sont obtenus en réduisant d'une certaine manière le schéma complet, tout en conservant les g noeuds générateurs (barres des centrales électriques). Dans ce but on va examiner deux possibilités :

2.1. L'utilisation de l'équivalent du type REI-final

C'est l'équivalent le plus simple, bien connu dans les études de stabilité, que l'on peut obtenir par linéarisation et élimination de tous les noeuds de charge (v. l'Annexe A.1).

L'obtention de l'équation (15), mentionnée ci-dessus, à partir du modèle REI-final, ayant uniquement g noeuds générateurs, conduit à un système algébrique de degré $2g$, ($g \ll n$). Outre cela, cette équation ne contient plus les vecteurs $[\Delta V_c]$ et $[\Delta\theta_c]$.

Il est aussi à remarquer que tout noeud de charge d'intérêt particulier peut être maintenu dans la structure finale du réseau avec sa vraie identité. On obtient aussi ce qui est dénommé *l'équivalent REI pour un noeud à l'étude.*

2.2. L'utilisation des modèles REI à noeuds fictifs de charge (NFC)

Les modèles REI à NFC résultent par la restructuration du réseau réel à l'aide d'un réseau auxiliaire, surnommé *réseau BN* (v. l'Annexe A.2). Chaque noeud fictif (noeud REI) remplace un groupe de noeuds, ayant des lois de variation rapprochées ou bien des caractéristiques de charge semblables.

Si l'on note par n_f le nombre des noeuds REI de charge ($n_f \ll c$), le modèle REI du réseau aura $g+n_f$ noeuds et, par conséquant, l'équation (15) de [4] aura la dimension $2(g+n_f)$. Les coefficients de cette équation gardent leur aspect formel, mais, évidemment, seront calculés en tenant compte de la nouvelle structure du réseau.

En intégrant tous les noeuds de charge dans un seul noeud REI, il en résulte le *modèle REI à charge unique* — l'équivalent à NFC le plus simple, ayant $g+1$ noeuds.

Après avoir obtenu le modèle REI à NFC, il faut attribuer aux noeuds REI des caractéristiques de charge convenables, conformément aux celles des noeuds remplacés. Dans ce sens on présente un procédé simple de construction des caractéristiques $P_e(V_e)$, $Q_e(V_e)$ du noeud REI e, qui remplace n_e noeuds de charge (dans les conditions mentionnées dans l'Annexe A.2).

Les puissances consommées aux noeuds de charge, en fonction de la tension nodale, ont les expressions :

$$3) \qquad P_{cm}=a_{Pm}V_m^2+b_{Pm}V_m+c_{Pm}, \qquad Q_{cm}=a_{Qm}V_m^2+b_{Qm}V_m+c_{Qm}, \quad (m=\overline{1,n_c}),$$

où on peut distinguer des coefficients associés aux trois catégories de charges : a_{Pm}, a_{Qm} — correspondent à une admittance constante ; b_{Pm}, b_{Qm} — à un courant constant ; c_{Pm}, c_{Qm} — à une puissance constante.

On impose la condition que, dans le régime de référence, les trois catégories de charges, totalisées séparément pour les n_e noeuds équivalés, se retrouvent distinctement dans la charge totale du noeud REI. On adopte, ensuite, pour chaque catégorie de charge composante, la loi de variation dont elle provient, cette fois-ci en fonction de la tension V_e. On obtient ainsi les puissances connectées au noeud REI à savoir :

$$P_e = a_{Pe} V_e^2 + b_{Pe} V_e + c_{Pe}, \qquad Q_e = a_{Qe} V_e^2 + b_{Qe} V_e + c_{Qe}, \tag{4}$$

avec les coefficients :

$$\begin{cases} a_{Pe} = \sum_{m=1}^{n_e} a_{Pm} \dfrac{V_{m0}^2}{V_{e0}^2}, & b_{Pe} = \sum_{m=1}^{n_e} b_{Pm} \dfrac{V_{m0}}{V_{e0}}, & c_{Pe} = \sum_{m=1}^{n_e} c_{Pm}, \\ a_{Qe} = \sum_{m=1}^{n_e} a_{Qm} \dfrac{V_{m0}^2}{V_{e0}^2}, & b_{Qe} = \sum_{m=1}^{n_e} b_{Qm} \dfrac{V_{m0}}{V_{e0}}, & c_{Qe} = \sum_{m=1}^{n_e} c_{Qm}, \end{cases} \tag{5}$$

où l'on indique par l'indice zéro les valeurs du régime de référence.

3. Résultats numériques et conclusions

On sait que le modèle REI d'un réseau reste rigoureux uniquement pour le régime permanent duquel on l'a déduit. Dans cette étude on poursuit le comportement du modèle REI par rapport au modèle exact du réseau, à des petites oscillations autour du régime de référence, dans le processus de stabilisation optimale.

Il faut souligner que d'autres concepts développés dans l'AND [2], [3] à savoir : noeud REI générateur ou mixte, modèle REI du réseau extérieur au réseau à l'étude, délinéarisation, actualisation des modèles REI à l'aide des réseaux BN correcteurs, etc., restent également de grand intérêt pour les études de la commande optimale des réseaux d'énergie en temps réel.

La structure du réseau test, dont les paramètres techniques et les données du régime se trouvent dans [5], est repris dans la Fig. 1. On a considéré aussi trois types de caractéristiques de charge (C_1, C_2, C_3) qui sont également présentés dans [5].

L'étude a été effectuée dans plusieurs variantes, se rapportant au même régime de référence et au même problème d'OQL avec le critère défini dans [5] par l'expression (7). Les variantes sont individualisées par le type des

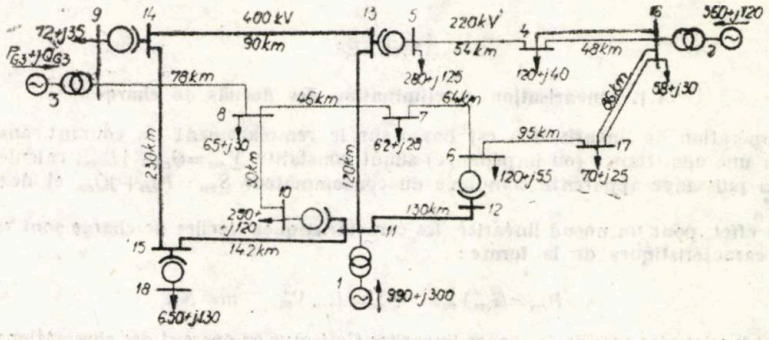


Fig. 1

caractéristiques de charge et le type du schéma équivalent du réseau, identifié selon les valeurs suivantes de l'indicateur IR : 0, pour le modèle exact du réseau ; —1, pour le modèle REI final ; 1, pour le modèle REI à charge unique ; 2, pour le modèle à deux noeuds REI de charge (le noeud *20*, qui remplace les noeuds *5*, *6*, *18* et le noeud *22*, qui remplace les noeuds *2*, *3*, *4*, *7*, *8*, *9*, *10*).

Dans les Fig. 2 ... 4 on représente la structure et les valeurs des admittances (en unités relatives) des modèles réduits du réseau, obtenus pour le type de charge C_3.

Les Tableaux 1 et 2 présentent, à titre de comparaison, les valeurs propres et, respectivement, les matrices de réaction de sortie, k_y, dans diverses variantes d'OQL précisées ci-dessus.

De l'analyse des résultats obtenus on peut détacher les conclusions suivantes :

1. Pour les trois groupes de variantes (C_1, C_2, C_3), le rapprochement maximum de la solution exacte (la variante pour laquelle IR=0) correspond au modèle à deux noeuds REI de charge. Dans ce cas on constate une très bonne approximation du système optimisé, l'erreur maximum concernant les parties réelles des valeurs propres étant de 1,25 % dans le groupe des variantes C_1 et de 0,84 % dans le groupe C_3 ; les erreurs qui affectent les parties imaginaires ne dépassent pas 0,5 %.

2. Le modèle REI final ne peut pas rendre avec une précision suffisante le comportement du modèle exact. Dans ce cas les erreurs concernant les valeurs propres, de même que celles qui se réfèrent aux gains de la réaction de sortie étant de 15 ... 20 % ou plus.

3. Le modèle REI à charge unique correspond à une bonne approximation dans tous les groupes de variantes.

4. En général, l'utilisation des modèles REI à NFC constitue une méthode de précision élevée, tant pour la synthèse de la fonction de commande (2), de même que pour l'analyse des performances transitoires de la stabilisation optimale. De plus, ces modèles peuvent décrire d'une façon synthétique le comportement transitoire du réseau, les petites perturbations réelles étant appliquées aux noeuds fictifs du type REI. À cet égard les Fig 5 et 6 présentent quelques courbes d'oscillation du système test, dont les charges sont du type C_3, obtenues dans le cas IR=1, en appliquant au noeud REI la perturbation en échelon de valeur $\delta P = 17$ MW, $\delta Q = 8$ Mvar.

ANNEXES

A.1. Linéarisation et élimination des noeuds de charge

L'opération de linéarisation est basée sur le remplacement du courant consommé au noeud par une admittance (ou impédance) shunt constante $\underline{Y}_{cm} = G_{cm} + jB_{cm}$, calculée en fonction de la puissance apparente complexe du consommateur $\underline{S}_{cm} = P_{cm} + jQ_{cm}$ et de la tension nodale V_m.

En effet, pour un noeud linéarisé, les caractéristiques réelles de charge sont remplacées par des caractéristiques de la forme :

$$P_{cm} = G_{cm} V_m^2, \quad Q_{cm} = B_{cm} V_m^2, \quad m \in N_c. \tag{A.1.1}$$

La réduction des noeuds de charge linéarisés s'effectue en opérant des éliminations Gauss dans les équations nodales du schéma linéarisé ou des transfigurations étoile — polygone.

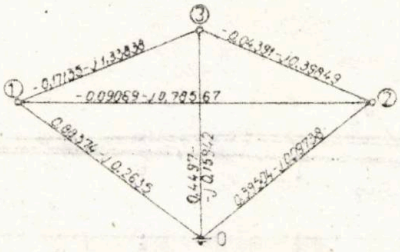


Fig. 2

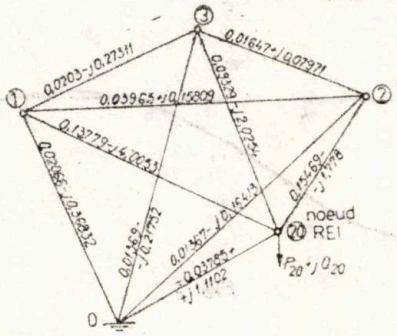


Fig. 3

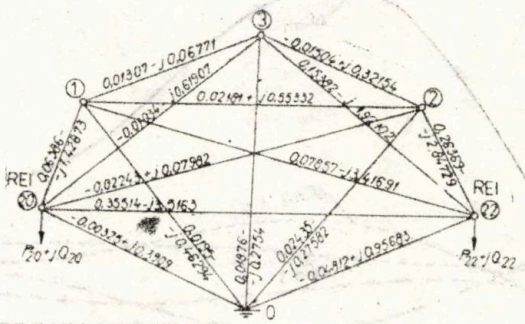


Fig. 4

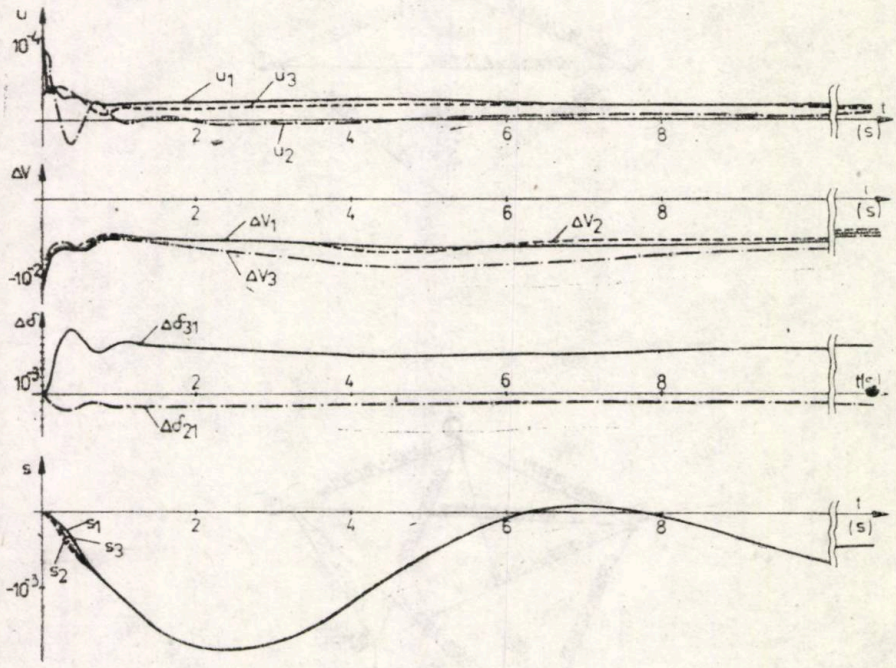

u
10^{-4}
u_1
u_3
u_2
t
(s)
ΔV
-10^{-2}
ΔV_1
ΔV_2
ΔV_3
Δδ
10^{-3}
$\Delta\delta_{31}$
$\Delta\delta_{21}$
s
-10^{-3}
s_1
s_3
s_2

Fig. 5

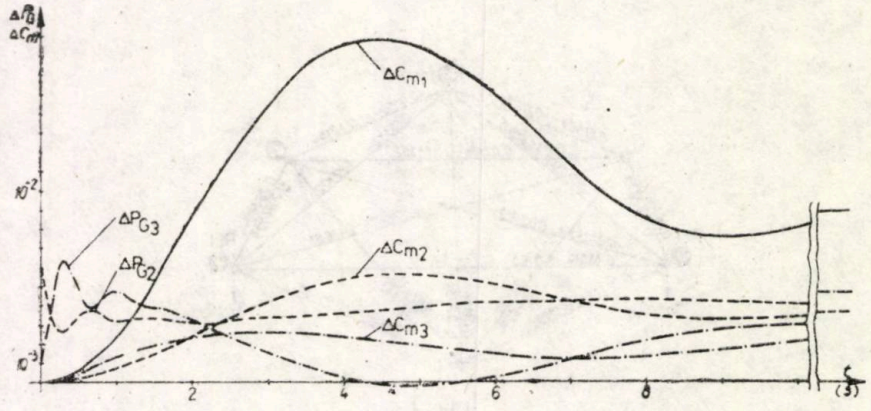

ΔC_{m1}
10^{-2}
ΔP_{G3}
ΔP_{G2}
ΔC_{m2}
ΔC_{m3}
10^{-3}
δ
(s)

Fig. 6

Tableau 1

Les valeurs propres du système test

	IR	Valeurs propres							
		λ_1	λ_2	λ_3	$\lambda_{4,5}$	$\lambda_{6,7}$	$\lambda_{8,9}$	λ_{10}	λ_{11}
C_1	0	−7,58	−5,576	−3,703	−2,417±j8,81	−3,489±j10,29	−0,152±j0,69	−0,032	−0,184
	−1	−6,579	−4,966	−3,482	−1,943±j8,66	−2,926±j9,638	−0,152±j0,692	−0,0312	−0,185
	1	−7,631	−5,535	−3,692	−2,393±j8,81	−3,531±j10,35	−0,149±j0,69	−0,0316	−0,185
	2	−7,626	−5,561	−3,697	−2,409±j8,816	−3,527±j10,347	−0,149±j0,69	−0,0316	−0,185
C_2	0	−7,496	−5,217	−3,499	−2,137±j8,79	−3,459±j10,26	−0,151±j0,685	−0,0319	−0,184
	−1	−6,565	−4,906	−3,467	−1,896±j8,637	−2,916±j9,627	−0,153±j0,683	−0,0322	−0,185
	1	−7,562	−5,25	−3,493	−2,159±j8,818	−3,495±j10,31	−0,151±j0,685	−0,0323	−0,184
	2	−7,553	−5,249	−3,495	−2,158±j8,82	−3,491±j10,3	−0,151±j0,685	−0,0322	−0,184
C_3	0	−7,517	−5,224	−3,479	−2,135±j8,81	−3,472±j10,28	−0,189±j0,679	−0,0317	−0,188
	−1	−6,561	−4,902	−3,466	−1,893±j8,638	−2,913±j9,629	−0,183±j0,683	−0,0321	−0,185
	1	−7,565	−5,252	−3,475	−2,153±j8,826	−3,498±j10,32	−0,186±j0,679	−0,0318	−0,187
	2	−7,559	−5,252	−3,477	−2,153±j8,826	−3,495±j10,31	−0,188±j0,679	−0,0318	−0,188

Tableau 2

Les gains de réaction de sortie

	IR		$k_{\Delta V_1}$	k_{s_1}	k'_{s_1}	$k_{\Delta P_{G_2}}$	$k_{\Delta V_2}$	k_{s_2}	k'_{s_2}	$k_{\Delta P_{G_3}}$	$k_{\Delta V_3}$	k_{s_3}	k'_{s_3}
C_1	0	u_1	−0,0776	0,909	0,1187	−0,025	0,0289	−0,269	−0,0355	−0,0458	0,0475	−0,644	−0,0843
		u_2	0,0464	−0,464	−0,0607	0,0081	0,0029	0,0202	−0,057	0,035	−0,0557	0,443	0,0663
		u_3	0,0357	−0,499	−0,0888	0,0318	−0,0574	0,745	−0,1355	−0,0025	0,0103	−0,242	−0,0471
	1	u_1	−0,0802	0,898	0,1164	−0,024	0,0291	−0,254	−0,0322	−0,0456	0,0499	−0,643	−0,0837
		u_2	0,0494	−0,477	−0,0624	0,009	0,0023	0,025	−0,003	0,0352	−0,0576	0,443	0,0654
		u_3	0,0357	−0,508	−0,0895	0,0325	−0,0602	0,759	0,1365	−0,0019	0,011	−0,244	−0,046
	2	u_1	−0,0793	0,895	0,1172	−0,024	0,0288	−0,253	−0,033	−0,0456	0,0495	−0,644	−0,0843
		u_2	0,0491	−0,47	−0,062	0,0089	0,0023	0,024	−0,0036	0,0351	−0,0575	0,442	0,0659
		u_3	0,0358	−0,506	0,09	0,0323	−0,06	0,76	0,1362	−0,0022	0,011	−0,243	−0,0459
C_2	0	u_1	−0,0837	0,977	0,1321	−0,0317	0,0353	−0,461	−0,0659	−0,0418	0,0419	−0,52	−0,0669
		u_2	0,0438	−0,432	−0,0527	0,0026	0,0078	−0,137	−0,0373	0,0397	−0,0632	0,568	0,0903
		u_3	0,0319	−0,412	−0,0692	0,0259	−0,0511	0,600	0,1125	−0,002	0,0083	−0,184	−0,0437
	1	u_1	−0,0866	0,979	0,1313	−0,0322	0,0349	−0,466	−0,067	−0,054	0,043	−0,516	−0,0657
		u_2	0,0453	−0,431	−0,0522	0,0027	0,0082	−0,141	−0,0377	0,0463	−0,0644	0,571	0,091
		u_3	0,0313	−0,406	−0,0584	0,0261	−0,0512	0,596	−0,1113	0,0025	0,0087	−0,186	−0,0441
	2	u_1	−0,085	0,977	0,1315	−0,0319	0,035	−0,464	−0,066	−0,0423	0,043	−0,5165	−0,0656
		u_2	0,0447	−0,431	−0,0522	0,0026	0,0083	−0,14	−0,0373	0,0406	−0,0641	0,5695	0,0897
		u_3	0,0314	−0,407	−0,0687	0,0257	−0,051	0,598	0,1118	−0,0023	0,0085	−0,185	−0,0134
C_3	0	u_1	−0,0777	0,993	0,1328	−0,0312	0,0395	−0,476	−0,0648	−0,0408	0,0447	−0,507	−0,0631
		u_2	0,0408	−0,418	−0,0516	0,0032	0,0069	−0,147	−0,0359	0,0403	−0,0649	0,577	0,0929
		u_3	0,0285	−0,39	−0,0667	0,0265	−0,0518	0,585	0,1132	−0,0016	0,007	−0,177	−0,0415
	1	u_1	−0,0798	0,993	0,1321	−0,0315	0,0388	−0,48	−0,0658	−0,0409	0,0458	−0,503	−0,0623
		u_2	0,0421	−0,419	−0,051	0,003	0,0076	−0,15	−0,0366	0,0406	−0,0662	0,58	0,0925
		u_3	0,0282	−0,387	−0,0662	0,0264	−0,0518	0,583	0,1126	−0,0017	0,0075	−0,178	−0,0411
	2	u_1	−0,0791	0,993	0,1321	−0,0313	0,039	−0,478	−0,0654	−0,0408	0,0457	−0,504	−0,0623
		u_2	0,042	−0,419	−0,0511	0,0031	0,0074	−0,149	−0,0362	0,0406	−0,066	0,579	0,0925
		u_3	0,0282	−0,388	−0,0665	0,0264	−0,0517	0,584	0,1129	−0,0017	0,0073	−0,178	−0,0411

A.2. Constitution des noeuds fictifs REI

La construction des noeuds REI implique l'utilisation des informations obtenues d'un régime permanent de référence.

On suppose qu'on veut réduire un groupe de noeuds de charge (renumerotés *1, 2, ..., n_c*), en les remplaçant par un noeud REI. L'algorithme de la constitution du noeud REI est constitué par les opérations suivantes [2], [3]:

1. Linéarisation, par laquelle les charges $\underline{S}_{cm}=P_{cm}+jQ_{cm}$ sont remplacées par les admittances shunt $\underline{Y}_{mO'}$, parcourues par les courants $\underline{I}_m$ (Fig. 7 *a*). Ces grandeurs sont calculée à l'aide des relations:

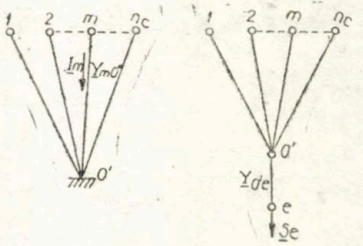


Fig. 7

$$(A.2.1.) \qquad \underline{Y}_{mO'}=\frac{\underline{S}^*_{cm}}{V^2_m}, \qquad \underline{I}_m=\frac{\underline{S}^*_{cm}}{\underline{V}^*_m}, \qquad (m=\overline{1, n_c}).$$

2. Formation du réseau à bilan énergétique nul (réseau BN), (fig. 7 *b*) en détachant de la terre le noeud *O'*, qui continue à avoir la tension zéro, et en introduisant une nouvelle admittance $\underline{Y}_{O'e}$, calculée d'une telle façon qu'elle détermine des pertes actives et réactives égales et de signe contraire à la somme des pertes dans les branches *m*. Il en résulte le courant et la puissance résultante du noeud REI, de même que la valeur de $\underline{Y}_{O'e}$:

$$(A.2.2) \qquad \underline{I}_e=\sum_{m=1}^{n_c}\underline{I}_m, \qquad \underline{S}_e=P_e+jQ_e=\underline{V}_e\underline{I}^*_e=\sum_{m=1}^{n_c}\underline{S}_{cm}, \qquad \underline{Y}_{O'e}=-\frac{I^2_e}{\underline{S}_e}.$$

Fn outre, on peut remarquer que la partie réelle de $\underline{Y}_{O'e}$ sera toujours négative, lorsqu'il s'agit d'un noeud REI de charge.

3. Élimination des n_e noeuds de charge et du noeud *O'*, tout comme l'on a précisé dans l'annexe A.1. L'état des noeuds éliminés est maintenant décrit synthétiquement par le noeud REI.

Reçue le 10 mars 1989

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Énergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Dimo P., *L'Analyse Nodale des réseaux d'énergie.* Ed. Eyrolles, Paris, 1971.
2. Dimo P., *Modele REI și indicatori de stare. Sisteme energetice interconectate.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1979.
3. Dimo P., *Les réseaux REI, support conceptuel pour l'informatique des réseaux d'énergie.* Bull. de la Direction des Études et Recherches, EDF, **2**, série B, 13—21 (1982).
4. Alexandrescu V., *Modèle linéarisé d'état pour l'étude de la stabilisation optimale d'un réseau complexe d'énergie.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXXIII (XXXVII)**, *1—4*, s. III, 86—95 (1987).
5. Alexandrescu V., *Sur la stabilisation optimale d'un réseau complexe d'énergie.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXXIV (XXXVIII)**, *1—4*, s. III, 61—66 (1988).

UTILIZAREA ECHIVALENȚILOR REI—DIMO ÎN STUDIUL STABILIZĂRII OPTIMALE A SISTEMELOR ELECTROENERGETICE

(Rezumat)

Se prezintă posibilitățile și avantajele utilizării echivalenților reduși de rețea, de tip REI—Dimo, la elaborarea modelului de stare a unui sistem electroenergetic complex, punînd în evidență precizia obținută în studiul stabilizării optimale la mici perturbații, față de cazul utilizării modelului complet de rețea.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.332.21 ; 621.3.016.44

DETERMINATION OF HARMONIC ACTIVE ENERGY LOSSES PRODUCED BY THE A.C. NETWORKS SUPPLYING ELECTRIC RAILWAY TRACTION

BY

ILIE POPESCU, IUSTINA ZAHARIA, CAMELIA PETRESCU and VIOREL VARVARA

1. Introduction

During the past years an increasing number of high power industrial consumers are supplied by three-phase electric networks. Some of the consumers are balanced, others are unbalanced or nonlinear such as : the railway traction, electric arc furnaces a.o. ; in these conditions the power network exhibits a nonsinusoidal and asymmetric steady state. The deviation from sinusoidal and symmetric steady state is produced by the presence of negative sequence of fundamental and harmonic currents which overlap the direct sequence of fundamental currents [1], [2].

The aim of this paper is to study some cantitative aspects concerning the harmonic active energy losses in electric a.c. networks which supply the electric traction. The railway traction is a nonlinear, unbalanced load, connected to the a.c. network by a two phase traction substation.

2. The Working Conditions of a Two Phase Station in Nonsinusoidal Steady State

The connection of a traction substation (TS) to the a.c. network is represented in Fig. 1. All the elements can be considered linear, except the locomotives. These are supplied from the 27.5 KV a.c. system which is connected line-to-line to the high voltage network via a power transformer. Due to the fundamental asymmetry effect, the locomotives generate in the power system a negative sequence of fundamental currents. Due to the nonlinear effect of the thyristors, the locomotives generate positives and negatives sequences of harmonic currents.

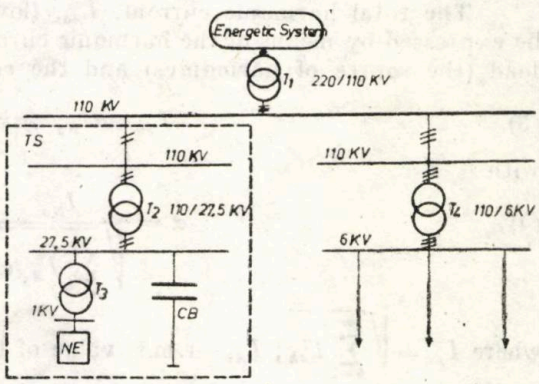


Fig. 1

In order to determine the harmonic active energy losses, an equivalent scheme is presented in Fig. 2.

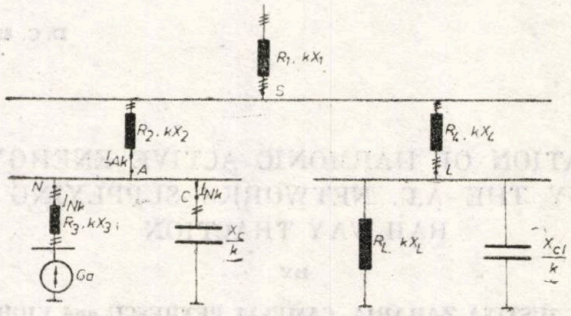


Fig. 2

Generally, the fundamental power absorbed by the nonlinear consumer is less than that which flows in the system. So, the following assumptions can be made :

$$R < kX, \qquad X_L \gg X_1, \qquad (k=3,\ 4,\ 5,\ 7,\ 11,\ \ldots.).$$

The harmonic currents, I_{Ak}, in the electric network and I_{ck} in the capacitor battery can be expressed by means of the harmonic currents produced by electric traction, I_{Nk}, and the network configuration characterised by the coefficient α_k namely :

$$I_{Ak} = \alpha_k I_{kNk}, \qquad I_{ck} = (1-\alpha_k) I_{Nk}, \tag{1}$$

where

$$\alpha_k = \frac{X_c}{X_c - k^2 X_s}. \tag{2}$$

The system reactance, $X_s = X_2 + 2X_1$, includes the transformer and transmission line reactances.

The total harmonic current, I_{Aa}, flowing in the electric network, can be expressed by means of the harmonic current, I_{Na}, produced by the traction load (the source of harmonics) and the coefficient α [3] :

$$I_{Aa} = \alpha I_{Na} = \alpha k_{iN} I_N \tag{3}$$

with

$$\alpha = \frac{I_{Na}}{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{Ak}^2 / \alpha_k^2}}, \tag{4}$$

where $I_{Aa} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{Ak}^2}$; I_{Ak} — r.m.s. value of the k-th harmonic ; k_{iN} — current distortion factor ; I_N — r.m.s. value of the load current.

3. Calculation of Active Energy Losses in Nonsinusoidal Steady State

The load of a railway station often changes. Many measurements were carried out in the locomotive (point N) and in the substation (point A). They reveal that the values of I_A, k_{iA}, P_A, $\cos\varphi_A$, measured in A vary vs. time and the values I_N, $P_N = P_A$, $\cos\varphi_N$ measured in N also vary vs. time, whereas the current distortion factor k_{iN} varies to a lesser extent. Its value can be verified by means of the measurements in point A when one or more locomotives are passing, with different load currents, if the relation:

$$k_{iN} = k_{iA}\frac{\cos\varphi_N}{\alpha\cos\varphi_A} \tag{5}$$

is utilised.

If k_{iN} turns out to be constant, the active harmonic energy losses produced by the harmonic source are given by the expression:

$$W_{Ga} = \int_0^t R_3 I_{Na}^2\,dt + \int_0^t R_s I_{Aa}^2\,dt = (R_3+\alpha^2 R_s)k_{iN}^2\int_0^t I_N^2\,dt. \tag{6}$$

It is advantageous to express the current I_N as a function of active and reactive power absorbed by the traction load (point N); there results:

$$W_{Ga} = \frac{R_e k_{iN}^2}{U^2 t}(k_P^2 W_{AP}^2 + \beta k_Q^2 W_{AQ}^2), \tag{7}$$

where

$$R_e = R_3+\alpha^2 R_s = R_3+\alpha^2(R_2+2R_1), \tag{8}$$

with: k_P, k_a — shape factors of active and reactive load curves in measurement point A; W_{AP}, W_{AQ} — the total active and reactive energy in the $[0, t]$ interval measured in point A;

$$\beta = 1+\frac{n}{k_Q^2}(2+n), \qquad n = \frac{W_{CQ}}{W_{AQ}} = \frac{W'_{AQ}}{W_{AQ}} - 1; \tag{9}$$

W'_{AQ} — the reactive energy on load busbar when the capacitor battery is disconnected; W_{CQ} — the reactive energy of the capacitor battery.

The active energy losses in measurement point A are:

$$W_{Aa} = \int_0^t R_s I_{Aa}^2\,dt. \tag{10}$$

Finally we obtain:

$$W_{Aa} = \frac{\alpha^2 R_e k_{iN}^2}{U^2 t}(k_P^2 W_{AP}^2 + \beta k_Q^2 W_{AQ}^2). \tag{11}$$

The following relation can be established between the total harmonic active energy losses and harmonic ones in point A :

$$W_{Aa}=W_{Ga}\frac{\alpha^2 R_s}{R_3+\alpha^2 R_s}. \tag{12}$$

The fundamental active energy losses in the electric network are :

$$W_{P_1}=\int_0^t R_3 I_{N_1}^2\,dt+\int_0^t R_s I_{A_1}^2\,dt. \tag{13}$$

The r.m.s. value of the fundamental current is approximately equal to the r.m.s. value of the total current, $I_{N_1}\approx I_N$ and $I_{A_1}\approx I_N$. If the currents I_N and I_A are expressed as functions of the active and reactive powers measured in point A, there results :

$$W_{P_1}=\frac{R_e'}{U^2 t}\left\{k_P^2 W_{AP}^2+\frac{R_s}{R_e'}k_Q^2 W_{AQ}^2\left[1+\frac{R_3}{R_s}\cdot\frac{k_Q'^2}{k_Q^2}(n+1)^2\right]\right\}. \tag{14}$$

Generally $k_Q'\approx k_Q$ so that

$$W_{P_1}=\frac{R_e'}{U^2 t}(k_P^2 W_{AP}^2+\gamma k_Q^2 W_{AQ}^2), \tag{15}$$

where

$$\gamma=\frac{R_s+R_3(n+1)^2}{R_e'} \quad \text{and} \quad R_e'=R_3+R_2+2R_1. \tag{16}$$

The fundamental active energy losses in measurement point A are :

$$W_{A_1}=\int_0^t R_s I_{A_1}^2\,dt, \tag{17}$$

so that

$$W_{A1}=\frac{R_3}{U^2 t}(k_P^2 W_{AP}^2+\gamma k_Q^2 W_{AQ}^2). \tag{18}$$

It is interesting to calculate the ratio between the harmonic active energy losses and the fundamental ones w.r.t. point A :

$$\frac{W_{Aa}}{W_{A_1}}=\alpha^2 k_{tN}\frac{1+\beta m}{1+\gamma m}=\sigma, \tag{19}$$

where

$$m=\frac{k_Q^2 W_{AQ}^2}{k_P^2 W_{AP}^2}. \tag{20}$$

Finally it results

$$W_{Aa}=\sigma W_{A_1}, \qquad \sigma\in[0,\,1]. \tag{21}$$

4. Experimental Results

It is necessary to calculate the coefficients α_k (rel. (2)) and α (rel. (4)) for some traction substations using current and voltage measurements.

The dependence of the coefficient α_k vs. load and frequency and that of coefficient α vs. load are represented in Figs. 3 and 4 respectively. All

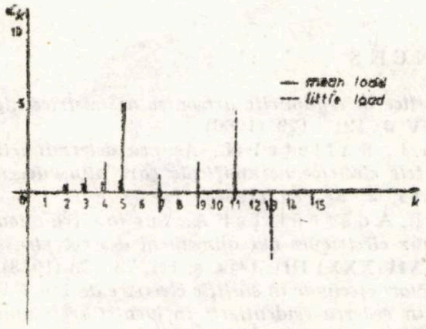


Fig. 3

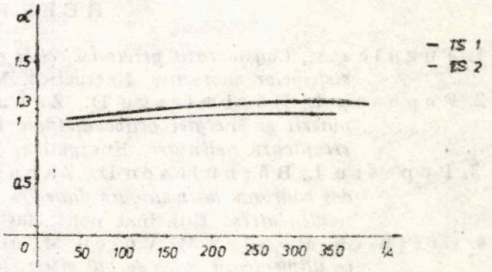


Fig. 4

measurements were made on the 27.5 KV site of the two traction substation transformers ST 1 and ST 2.

The parameters of the traction substation ST 1 and its nominal values are :

$$R_1=12.5\ \Omega,\ R_2=5.1\ \Omega,\ R_3=15\Omega,\ \alpha=1.28,\ k_{iA}=0.34\%,\ \cos\varphi_N=0.8,$$

$$\cos\varphi_1=0.9,\ U=110\ \text{KV},\ k_P=1.15,\ k_Q=1.2,\ W_{AD}=60\ \text{MWh/day},$$

$$W_{AQ}=40\ \text{MVarh/day}.$$

The calculation of harmonic and fundamental active energy losses absorbed by the electric network were made using the relations (7), (11), (15), (18) ; it result :

$$W_{Ga}=228.5\ \text{KWh/day},\ W_1=1\,754\ \text{KWh/day},\ W_{Aa}=181.25\ \text{KWh/day},$$

$$W_{A_1}=1\,170\ \text{KWh/day},\ W_{Aa}=79\%\ W_{Ga},\ W_{A_1}=66.7\%\ W_1.$$

The supplementary harmonic active energy losses, W_{Aa}, represents 15.47% w.r.t. the fundamental active energy losses, W_{A_1}.

5. Conclusions

The α_k coefficients are the same in each substation supplying the electric railway traction but they varies with load, whereas, the α coefficient varies only a little, in the interval [1.1, 1.3].

The total harmonic active energy losses in the electric network depends on the presence of the capacitor battery, and also on the fundamental reactive energy flowing in the electric network. They are comparable with the fundamental active energy losses.

Because at present instruments for direct measurement of harmonic active energy losses do not exist, these can be evaluated with good accuracy using the relations proposed in the paper and the usual measurement made in the substations.

Received, February 19, 1988

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics and Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Ţugulea A., *Consideraţii privind efectele energetice în regimurile armonice nesimetrice ale sistemelor energetice.* Energetica, **XXXIV** *3*, 121—129 (1986).
2. Popescu I., Bărbulescu D., Zaharia I., Sufleţel N., *Asupra determinării puterii şi energiei active disipată în reţele electrice neramificate care alimentează receptoare neliniare.* Energetica, **XXXVI**, *2*, 81—84 (1988).
3. Popescu I., Bărbulescu D., Zaharia I., Adăscăliţei A., *Sur la circulation des courants harmoniques dans les réseaux électriques qui alimentent des récepteurs nonlinéaires.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXIV(XXXVIII)**, *1—4*, s. III, 73—78 (1988).
4. Creţu Gh., Bogdan M., Voicu M., *Măsurători efectuate în staţiile electrice de 110 KV ce alimentează calea ferată electrificată în vederea evidenţierii influenţei regimului deformant şi nesimetric.* Energetica, **XXXVI**, *6*, 268—274 (1988).
5. Dan A. A., Kisvölocsey J., Varju G., *Filtering of Harmonics Generated by Thyristor Controlled A.C. Traction Systems.* Internat. Conf. High Power Syst., **II**, Manitoba, Oct. 1986, 404—413.

DETERMINAREA ENERGIEI ACTIVE DISIPATE PE ARMONICI PRODUSE DE TRACŢIUNEA ELECTRICĂ FEROVIARĂ

(Rezumat)

Se urmăresc aspecte cantitative ale puterii şi energiei electrice active disipate pe armonici în reţelele electrice care alimentează tracţiunea electrică feroviară.

Se stabilesc expresii de calcul ale energiilor disipate în reţele, pe armonici, în raport cu cele disipate pe fundamentală. Expresiile obţinute ţin seama de influenţa bateriilor de condensatoare existente precum şi de regimurile de încărcare variabile ale tracţiunii electrice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3142

LA DIMENSION OPTIMALE D'UN PARC DE TRANSFORMATEURS MOYENNE TENSION/BASSE TENSION

PAR

GH. CÂRȚINĂ

1. Introduction

Un parc de transformateurs moyenne tension/basse tension (MT/BT), représente une resource importante dans l'exploitation d'un réseau de distribution de l'énergie électrique. L'utilisation optimale de cette resource peut conduire à des diminutions importantes des pertes d'énergie et des frais d'exploitation, au niveau des entreprises de distribution de l'énergie électrique.

Le parc de transformateurs MT/BT représente un important investissement ; le nombre des transformateurs MT/BT d'une entreprise de distribution de l'énergie électrique est de l'ordre 3 000 ... 4 000. Ces transformateurs ayant des puissances entre 40 et 1 600 KVA, sont liés au station Haute Tension/Moyenne Tension (HT/MT) par des câbles distributeurs. Les graphiques de charge d'une telle station sont présentés dans les Fig. 1 et 2, pour un jour caractéristique d'été et respectivement, pour un jour caractéristique d'hiver.

Le travail ci-contre s'occupe du choix de la puissance optimale des transformateurs, du calcul de la période du fonctionnement d'un transformateur dans un poste, du calcul de la dimension optimale du parc de transformateurs MT/BT.

2. Le calcul de la puissance optimale d'un transformateur

Pour calculer la puissance optimale d'un transformateur il est nécessaire de déterminer d'abord la valeur initiale de la charge relative maxima, pour la pointe de la charge dans la première année de fonctionnement, $k_v = S_{max}/S_{nT}$.

À partir de l'expression des frais totals actualisés on trouve l'optimum de la charge relative maxima pour la première année de fonctionnement [4] :

$$k_v = \frac{S_{max}}{S_{nT}^{opt}} = \sqrt{\frac{3}{5} \cdot \frac{c^T + C_0 \Delta P_0}{C_k \Delta P_k}},$$

où : c^T — le coût du transformateur, y compris la valeur de la main d'oeuvre ; C_0, C_k — le coût actualisé du KW des pertes en fer, respectivement, en cuivre, pour une durée de n ans de fonctionnement; ΔP_0, ΔP_k — les pertes de puissance en fer, respectivement, en cuivre.

La solution la plus économique est constituée par l'utilisation du transformateur avec la puissance nominale la plus proche de S_{nT}^{opt}.

Les calculs ont mis en évidence le fait que le coût actualisé des pertes d'énergie pour une période d'étude de 20 ans dépasse de quelques fois le coût des transformateurs. Plus exactement, ce rapport est 3,2 pour le transformateur ayant une puissance S_{nT}=250 kVA ; 3, pour le transformateur avec S_{nT}=400 kVA ; 2,6, pour S_{nT}=630 KVA et 2,2 pour S_{nT}=1 000 KVA.

Tableau 1

La période d'étude ans		1	5	10	15	20
CWA lei	en fer	10 200	43 000	73 000	92 000	108 000
	en cuivre	5 000	24 000	46 000	66 000	84 000

Dans le coût total actualisé des pertes d'énergie CWA, le poids le plus important revient aux pertes en fer. Pour prouver cette affirmation, dans le Tableau 1 est présenté le coût actualisé des pertes d'énergie pour un transformateur ayant S_{nT}=630 KVA, S_{max}=0,5S_{nT}, c=0,75 lei/KWh perdu.

3. L'influence de la dynamique de la charge sur la durée de fonctionnement d'un transformateur dans un poste de transformation

Pour déceler les conséquences des différentes dynamiques d'augmentation de la charge sur la durée de fonctionnement d'un transformateur dans un poste de transformation, nous allons considérer deux taux plausibles : α=3% et α=5%. Dans les deux cas, en considérant les pertes d'énergie, deux variantes peuvent intervenir (Fig. 3) : a) la variante *I* : l'utilisation successive des transformateurs de 400, 630 et 1 000 KVA ; b) la variante *II* : l'utilisation successive des transformateurs de 400 et 1 000 KVA.

Les calculs montrent que la variante *II* est préférable car les frais pour le transport du transformateur et la main d'oeuvre pour le montage/démontage sont plus petits, dans l'hypotèse de l'existence des transformateurs respectifs dans le parc. D'une manière similaire on déduit qu'un transformateur doit rester en fonction, dans un poste de transformation, minimum 7 ... 8 ans.

4. La dimension optimale du parc de transformateurs MT/BT

Afin de déterminer la dimension optimale du parc de transformateurs MT/BT, il est nécessaire d'établir préalablement une statistique de la disponibilité des ceux-ci. Au moment de la défaillance d'un transformateur, celui-ci doit être transporté dans l'atelier de l'entreprise de distribution, en vue

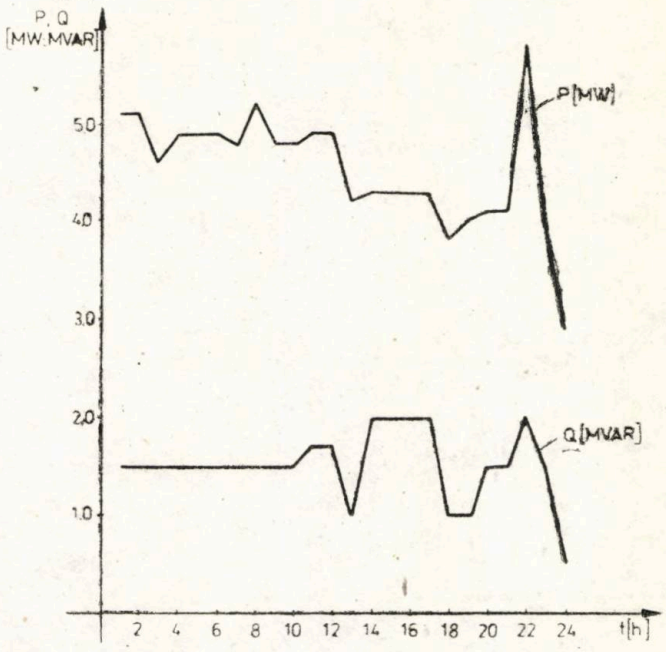


Fig. 1. — Les graphiques de charge d'une station HT/MT pour un jour caractéristique d'été.

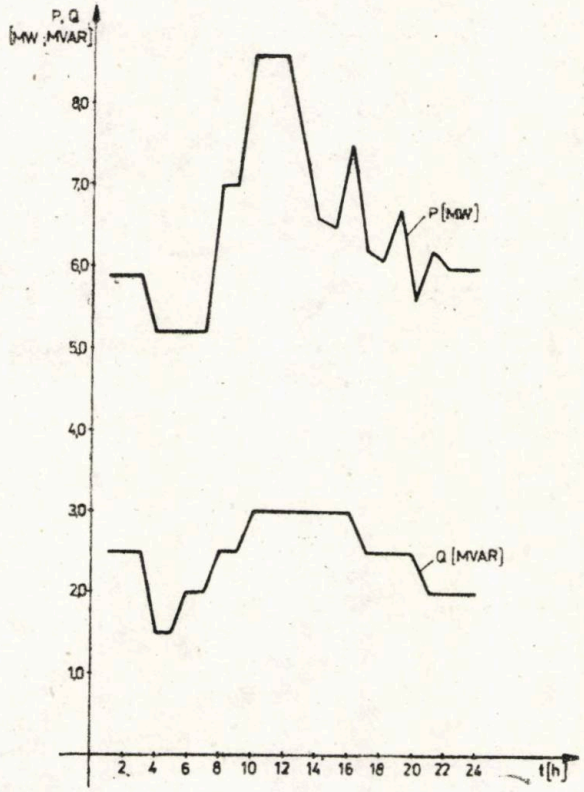
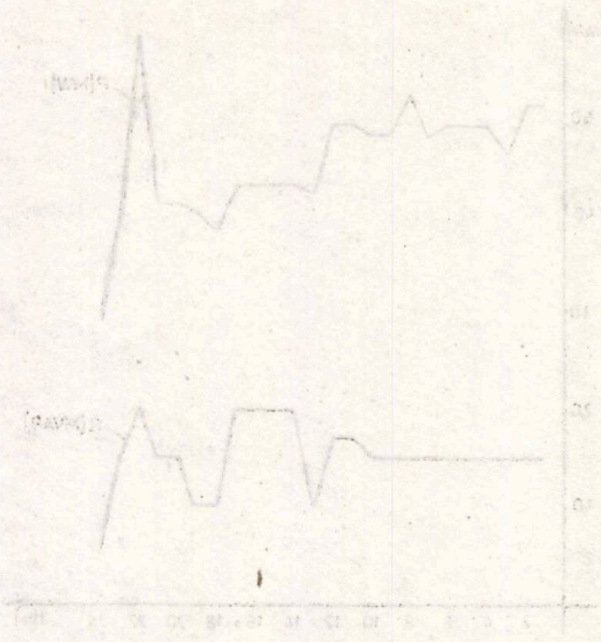


Fig. 2. — Les graphiques de charge d'une station HT/MT pour un jour caractéristique d'hiver.



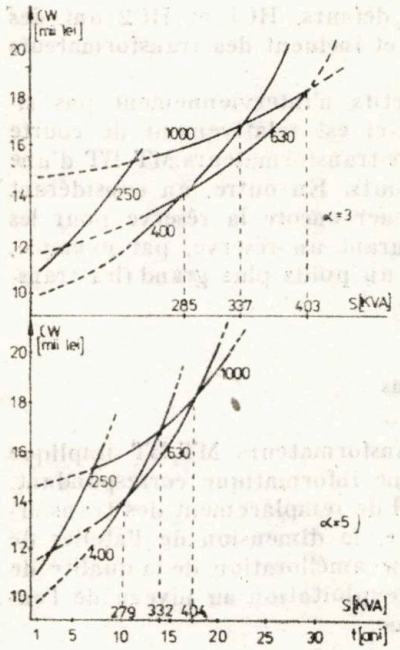


Fig. 3. — Le coût actualisé des pertes de l'énergie pour les taux de croissance $\alpha=3\%$ et $\alpha=5\%$.

de la réparation. Dans la période respective, le transformateur détérioré doit être remplacé par un autre transformateur du parc de l'entreprise.

Pour concrétiser ces aspects on a étudié le cas d'une entreprise de distribution de l'énergie électrique où il y a tant des conommateurs urbains, que des usagers ruraux. Les principaux défauts recontrés aux transformateurs MT/BT sont les suivants :

a) RC1 — les défauts dont la réparation n'implique pas le démontage du noyau magnétique à savoir : les cas des pertes d'huile, les défauts mécaniques au conservateur, les défauts mécaniques aux changeurs des plots, les cas des isolateurs MT/BT détériorés, etc.

b) RC2 — les défauts dont la réparation implique le démontage du noyau magnétique et l'intervention au bobinage d'une phase.

c) RK — réparation capitale, lorsque l'intervention touche les trois phases.

Pour l'entreprise de distribution considérée, la répartition des transformateurs selon les puissances est présentée dans le Tableau 2. La statistique des défauts des transformateurs est présentée dans le Tableau 3, pour l'année avec la moyenne de défauts la plus petite (m) et pour l'année avec la moyenne de défauts la plus grande (M).

Tableau 2

S_{nT}, [KVA]	40	63	100	160	250	400	630	1 000	1 600
Nombre des transformateurs, [% du total]	4,3	10,93	12,28	6,27	16,47	17,55	14,19	9,29	1,72

Tableau 3

S_{nT},[kVA] / L'année	40	63	100	160	250	400	630	1 000	1 600	Moyenne générale
(m)	1,83	1,4	1,2	3,4	6,1	3,3	5,2	3,3	9,5	3,5
(M)	3,7	5,7	5,2	6,2	7,8	2,4	1,6	2,9	4,7	4,9

En ce qui concerne la répartition des défauts, RC1 et RC2 ont des poids proches, approximativement 40 ... 45% et incluent des transformateurs avec $n=1, ..., 20$ ans de fonctionnement.

En considérant que les défauts respectifs n'interviennement pas simultanément et que la réparation des ceux-ci est relativement de courte durée, on peut diminuer la réserve du parc des transformateurs MT/BT d'une façon sensible par rapport aux taux de défauts. En outre, en considérant l'augmentation de la charge, on peut diminuer encore la réserve pour les transformateurs de petite puisssance, en assurant un réserve, par exemple, de 1 ... 2% pour les transformateurs qui ont un poids plus grand (les transformateurs de 100, 250, 400, 600 KVA).

5. Conclusions

La gestion optimale d'un parc de transformateurs MT/BT implique la mise au point et l'utilisation d'un système informatique correspondant. Celui-ci permet de calculer le moment optimal de remplacement des transformateurs, la dimension optimale de la réserve, la dimension de l'atelier de réparation, etc. Par cette voie on obtient une amélioration de la qualité de l'énergie fournie et la diminution des frais d'exploitation au niveau de l'entreprise de distribution de l'énergie électrique.

Reçue le 15 mars 1989

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Énergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Cârțină Gh., *Gestiunea optimală a unui parc de transformatoare MT/JT.* Symp. de Réseaux électriques, Pitești, **III**, 177—181 (1986).
2. Doumenc A., Horvilleur J., Lemaitre J., *La gestion d'un parc de transformateurs MT/BT.* R.G.É., **93**, *1*, 29—38 (1984).
3. Albert H., *Pierderi de putere și energie în rețelele electrice.* Ed. Tehn., București, 1984.
4. Ionescu T., Baciu A., *Rețele electrice de distribuție.* Ed. Tehn., București, 1981.

DIMENSIUNEA OPTIMALĂ A UNUI PARC DE TRANSFORMATOARE MEDIE TENSIUNE/JOASĂ TENSIUNE

(Rezumat)

Se arată că dispunînd de un sistem informatic corespunzător pentru un parc de transformatoare MT/JT este posibil să se calculeze momentul optimal de înlocuire a transformatoarelor, dimensiunea optimală a parcului etc. Se obține astfel o ameliorare a calității energiei furnizate și diminuarea cheltuielilor de exploatare la nivelul întreprinderii de distribuție a energiei electrice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXV (XXXIX), Fasc. 3—4, 1989
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI.

RECENZII

BOOK REVIEWS РЕЦЕНЗИИ

HARDING D. R., QUINNEY A. D., *A Simple Introduction to Numerical Analysis, A Computer Illustrated Text*, Vols. **1** & **2** (incl. BBC discs), Adam Hilger, Bristol, 1986 & 1989, 125 & 172 pp., ISBN 0-85274-819-1 & ISBN 0-85274-157-X.

Numerical analysis is a very general field, widely used in almost all research, industrial and economic applications. Although its importance has been noticed over three hundred years ago, numerical analysis became really since the automatic means of computing began to develop.

This book serves as a simple, computer illustrated introduction to this field. It is organized in two volumes, each being accompanied by a software store on floppy-disc, which can be run on BBC series machines or IBM-PC compatible machines. Each volume begins with an introductory chapter, which contains full information about running the software.

The first volume is organized in the following way :

After the introductory chapter, follows the second chapter : *The Solution of the Equation* $f(x) = 0$, which covers the iterative methods of solving this kind of equation, beginning with simple methods (the bisection method, the false position method), and continuing with linearly convergent fixed point iterative method, higher order fixed point iterative methods and the manner of accelerating the computing via these methods.

In the third chapter, the authors give the basic concepts of first and second order linear recurrence relations and also an introduction to nonlinear recurrence relations.

The fourth chapter covers the important problem of numerical solving of a linear equations system.

The very important problem of numerical quadrature is treated in the fifth chapter. This deals with the most used methods as : the trapezium rule, Newton—Cotes formulae, Romberg extrapolation method and Gauss—Legendre formulae.

The following chapter covers the methods of solving ordinary differential equations. There are given some simple difference methods, the Runge—Kutta methods and also some methods of solving higher order and systems of equations of initial values type.

The last chapter treates some boundary value problems in ordinary differential equations as : simple shooting methods and finite difference methods.

Several appendices complete the volume with some mathematical topics and information for loading instructions and other details to run programs from disc or cassette type.

The second volume covers the problems of interpolation and approximation of the functions, and also the numerical integration problems and some boundary value problems in ordinary differential equations.

The first chapter is an introductory one, containing, as in the first volume, full information about running the software that accompanies the volume.

The second chapter covers the problems of interpolation, being given the methods of polynomial interpolation, Lagrangean interpolation, the method of interpolation using divided differences, Neville's algorithm and spline interpolation.

Chapter three gives the approximation of functions using Taylor series and other types of polynomial approximation as: Minimax polynomials, Cebyshev approximation, Fourier series and so on.

Chapter four deals with the continuous and discrete last square approximation method.

Chapter five presents some methods of numerical integration as: Newton—Cotes methods, Gauss quadrature formulae, composite quadrature, Romberg integration, adaptive integration and the Clenshaw—Curtis method.

The last chapter gives some boundary value problems in differential equations (solution in series, finite element methods, nonlinear aspects).

Some mathematical background are shortly explained in two final appendices.

The content of this issue is easy to understand and therefore it can be used by anyone interested in learning numerical analysis via computer-based training. The software that accompanies the book illustrates very well the numerous examples given in the text and at the same time it may be easily modified for solving some other kinds of problems formulated by the user.

Răzvan Voicu

WUNSCH G., SCHREIBER H., *Analoge Systeme, Grundlagen*. 2. durchges. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin, 1988, 236 S.

WUNSCH G., SCHREIBER H., *Stochastische Systeme*. 2. durchges. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin, 1986, 176 S.

WUNSCH G., SCHREIBER H., *Digitale Systeme*. 3. stark bearb. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin, 1989, 184 S.

Die Systemtheorie ist heute ein eingeführtes Grundlagenfach der Ingenieurwissenschaften. Die vorhandenen Verfahren werden in der Regelungstechnik, Nachrichtentechnik, Energiesysteme usw. sowie in den unkonventionellen Gebieten der biologischen und ökologischen Systeme angewendet. Die Beherrschung dieses Wissensgebietes setzt den grundsätzlichen Einsichten in die theoretischen Zuzammenhänge, Übung im Umgang mit den zur Präzisierung und gedanklichen Straffung dienenden Modellvorstellungen voraus.

In diesem Sinne bilden die drei Bücher von G. Wunsch und H. Schreiber eine einheitliche Trilogie (obwohl dies nicht ausdrücklich von Anfang an erwähnt wurde). Sie legen eine kurzgefasste, einführende moderne Darlegung der Systemtheorie vor, die das Studium weiterführender Literatur auf diesem Gebiet ermöglicht.

Auf dem zweibändigen Buch: *Systemanalyse* (VEB Verlag Technik, Berlin, 1972, 1974) von G. Wunsch und der ersten Auflage der besprochenen Bücher aufbauend, wurde der Zugang über die Algebra und die Zustandsbeschreibungen starker herausgearbeitet und eine verallgemeinerte Darstellung des Transformationsbegriffes im ersten Band gegeben; im zweiten Band, in knapper Darstellung führen die Autoren in die Wahrscheinlichkeitsrechnung ein, legen die Theorie zufälliger Prozesse dar und wenden sie auf Systeme der Informationstechnik an. Im dritten Band legen die Autoren ihr Augenmerk darauf, die theoretischen Grundlagen der Arbeitsweise digitaler Systeme zu vermitteln.

Die Breite der tatsächlich dargestellten Gebiete kann man gut den Kapitel- und Unterkapitelüberschrift entnehmen:

Analoge Systeme: 1. Mathematische Grundlagen: Signalbeschreibung, Lineare Signalräume, Spezielle lineare Signalräume; 2. Nichtlineare Systeme: Systeme ohne Speicher, Systeme mit Speicher; 3. Lineare Systeme: Zustandsdarstellung, Systeme im Nullzustand, Systeme mit diskreter Zeit; 4. Netzwerke: Grundgleichungen, Lineare Netzwerke.

Stochastische Systeme: 1. Wahrscheinlichkeitsrechnung: Ereignis und Wahrscheinlichkeit, Zufällige Veränderliche, Momente; 2. Zufällige Prozesse: Grundbegriffe, Dynamische Systeme.

Digitale Systeme: 1. Mathematische Grundlagen: Mengen, Abbildungen, Operationen; 2. Digitale Systeme: Endliche Boolesche Algebra, Kombinatorische Automaten, Sequentielle Automaten, Technische Realisierungen; 3. Systembeschrei-

bung durch Register-Transfer-Sprachen : Allgemeines, Register-Transfer-Sprache DDL, Anwendungsbeispiel : ein einfacher Rechner, Register-Transfer-Simulation und Synthese, Aufgaben.

Der Inhalt der Bücher und die Art der Behandlung spiegeln die lange Hochschul- und Forschungserfahrung der Autoren wieder, die um Anschaulichkeit bemüht sind und durch Querverbindungen das Verständnis fördern. Die Bänder dieser Trilogie sind anwendungsorientiert (zahlreiche und sorgfältig ausgewählte textbegleitende Beispiele und Übungen und einfache, treffende Illustrationen fördern die Anschauung des Lesers). Ansonsten sind Text, schematische Darstellung und Gleichungen kurz ,sauber und übersichtlich angeordnet.

Die Trilogie ist für einen breiten Leserkreis von Interesse, da die aufgegriffenen Probleme in technischen und nichttechnischen Systemen auftreten und gelöst werden müssen. Besonders wendet sie sich an Studenten im zweiten Studienabschnitt und Diplomanden sowie an Wissenschaftler und Ingenieure in Forschung, Entwicklung und Produktion, die für die praktische Anwendung der Systemtheorie im Zusammenhang mit dem gegenwärtigen hohen Niveau des Einsatzes der Mess-, Steuer-, Regelungs- und Rechentechnik interessiert sind.

M. Voicu

CANUDAS DE WIT C. A., *Adaptive Control for Partially Known Systems.* Elsevier Science Publishers B.V., Amsterdam — Oxford — New York — Tokyo, 1988, XVIII + 264 pp., ISBN 0-444-87136-5 (vol. 7 of the series *Studies in Automation and Control).*

It is nowaday obvious that the adaptive control theory, in which the research has been focused from very different points of view, can offer many implementable solutions to the practitioner. Indeed, *there are more than 100,000 adaptive loops running* (K. J. Aström, speech to the 1988 American Control Conference).

In this field a key problem is that of the *a priori process knowledge.* Each theory and the corresponding design technique include as a starting hypothesis a certain knowledge of the controlled process. Clearly, the meaning of this knowledge and its use may vary considerably from one point of view to another, i.e. one may conclude that the problem, despite of its importance, has been mainly approached in a heuristic manner rather than in a proper mathematical one.

In order to surpass this *status quo*, the author of the book relates the *a priori process knowledge* with all the physical plant information and formulates the problem splitting the plant into a part which in unknown and/or time-varying and another which is known and/or time-invarying. The questions rised by this new approach and the application possibilities are significantly expressed by the chapter and subchapter titles : 1. *Introduction :* Adaptive control in partially known plants — short survey, A priori plant knowledge — a classification, The expected benefits, The hybrid approach — an overview ; 2. *Hybrid Estimation :* Introduction, Plant description and identificability properties ; The estimation schema ; Estimator properties,Selection of the design parameters, Conclusions and final remarks ; 3. *Hybrid Estimation in Presence of Bounded Disturbances :* Introduction and background, A new estimation algorithm, User guide-lines and some examples, Final remarks ; 4. *Hybrid Estimation for Systems with Variable Time-Delay :* Introduction, Plant model, Parameter estimation, Conclusions ; 5. *Hybrid Adaptive Control for Partially Known Systems :* Introduction, Fixed control strategy, Estimation schema and adaptive control law, Modified persistently excited signal algebra, Closed-loop stability, Concluding remarks ; 6. *Conclusions and Further Research ;* 7. *Adaptive Friction Compensation with Application to Robotics :* Introduction, Mathematical models, Friction beating — some strategies, Linear control design, Adaptive friction compensation, Experiments, Conclusions and further research ; 8. *Adaptive Control in Flexible Arms :* Introduction, Arm model, Payload mass and friction estimation, Control policies, Simulation results, Conclusions and recommendations for further research ; 9. *Adaptive Robust Control of Robots with Flexible Joints :* Introduction, Robot model, Control Design, Robust considerations and stability issues, Parameter estimation, An example, Conclusions. A reference list, six appendices and a subject index are given in final part of the volume.

Most of the material presented in this book is the results of the author's doctoral research (supervisor Prof. I. D. Landau, Laboratoire d'Automatique de Grenoble, France). In this respect the book is highly recommended to control/ systems engineering students and engineers and it may be a valuable stepping stone towards further research in adaptive control theory and application.

M. Voicu

RAUCH H. E. (Ed.), *Control of Distributed Parameter Systems.* Pergamon Press, IFAC Proceedings Series, 3, 1987.

The volume comprises the proceeding of the 4th IFAC Symposium on Control of Distributed Parameter Systems which was held at the University of California at Los Angeles, U.S.A., on June 30 — July 2, 1986, and is addressed both to theoretically and practically minded researchers. Beside the sections of the IFAC World Congresses devoted to DPS, these symposia, sponsored by IFAC Technical Committees on Applications, Mathematics of Control, Space and Theory, aim to provide state-of-the-art reports on the theory and current of future applications.

The contributions are classified in eleven sections : Dynamic System, Flexible Manipulators, Large Flexible Structures, Chemical Systems, Sensor and Actuator Placement, Modelling and Control, Stochastic Systems, Identification, Optimal Control, Stabilization and Control. The keynote address *Control Operations in Advanced Aerospace Systems* was presented by W. R. Graham and four plenary papers dealt with new directions issued in this increasingly important research area namely : *Domain Optimization Problems with a Boundary Value Problem as a Constraint* (N. Fujii), *Martingale Methods for Loglikelihood Identification of Some Stochastic Evolution Equations* (T. Koski), *A Survey of Some Recent Results on the Output Least Squares Formulation of Parameter Estimation Problems* (K. Kunisch), *Modelling and Control of an Aeroelastic Sustem* (J. A. Burns, E. M. Cliff, R. K. Powers).

The papers included in this volume explore recent developments very useful for workers in the fields of large aerospace, chemical and mechanical engineering systems, offering new and efficient design methodologies and technologies.

Oct. Păstrăvanu

BYRNES C. Y., LINDQUIST A. (Eds.), *Frequency Domain and State Space Methods for Linear Systems.* North-Holland, Amsterdam — New York — Oxford — Tokyo, 1986.

The volume, devoted to important developments in linear systems theory and its applications, include invited and contributed papers from the 7th International Symposium in the Mathematical Theory of Networks and Systems held at the Royal Institute of Technology, Stockholm, June, 1985.

Algebraic approach to the state space theory has inspired in the past decades applications of methods from algebra, algebraic geometry and complex analysis to the parallel development of a multivariable frequency domain theory of linear systems.

The included papers which are classified into eight chapters (1. Algebraic Systems ; 2. Algebraic Geometric Control Theory ; 3. Applications ; 4. Mathematic and Stochastic Control ; 5. Generalized Systems ; 6. Infinite Dimensional Systems ; 7. Linear Geometric Control Theory ; 8. Riccati and Lyapunov Equations) illustrate new advances in the solution of different problems in classical and modern linear control, permeating many aspects of deterministic and stochastic systems theory.

Daniel Condurache

BYRNES C. I., LINDQUIST A. (Eds.), *Theory and Applications of Nonlinear Control Systems*. North-Holland, Amsterdam — New York — Oxford — Tokyo, 1986.

The papers in this volume represent a board spectrum of significant contributions to theory and application of nonlinear systems, theory that enchances nowdays a large field of powerful techniques. The volume includes a selection of papers presented at the 7th International Symposium on the Mathematical Theory of Networks and Systems held at the Royal Institute of Technology in Stockholm, June 1985.

Classified into nine chapters (1. Applications ; 2. Controllability, Feedback Control and Stabilization ; 3. Discrete-Time Systems ; 5. Input — Output Analysis of Nonlinear Systems ; 6. Nonlinear Filtering ; 7. Optimal Control ; 8. Qualitative Behaviour of Nonlinear Systems ; 9. Stochastic Control), the 48 contributions selected by the editors offer the reader an eloquent image on this modern field of research. The authors are known for their important researches and contributions in problems concerning realization theory, controllability, observability, decoupling, nonlinear filtering, stochasting control.

The volume also witnesses on the development of new studies in nonlinear feedback control and stabilization.

Daniel Condurache

BÜRGER E., KORZAK G., *Robotertechnik, Technik — Wörterbuch : englisch, deutsch, französisch, russisch*. 2. unveränd. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin, 1988, 273 S.

Robots and robotization are at the treshold of very important changes in national economies and their rapid application within discrete parts manufacturing has to make production more flexible and cost effective, and to improve quality and competitiveness. Besides the global effects of robotization one may observe that an avalanche of publications (written in various languages) on this and other related subjects is running from publishing houses around the world.

VEB Verlag Technik, which has a long experience in publishing technical dictionaries (being at the same time one of the few publishing houses in the world which offer this sort of books), has identified the lack of an appropriate interface between the notions and terms of technique of robots expressed in different languages, and it has brought to the light a very necessary and clarifying dictionary.

In this respect the book presents the state of the art and development tendencies in the robotics terminology used in four languages of wide circulation. The authors and their co-workers have carefully identified, collected and defined the suitable equivalences for about 7 000 terms by studying textbooks, monographs and journals in English, German, French and Russian, and by having permanently in views a prespecified set of keywords corresponding to robot construction, control and application. The dictionary is organized in four parts : 1. Four languages equivalences register ; 2. German register ; 3. French register ; 4. Russian register. In the first part the terms are clearly labeled on the basis of the English (first) term column in which the terms are alphabetically ordered. When necessary synonyms (also ordered in the English term column and referred to the basic term) and short clarifying comments are given. At the same time it is sufficiently transparent (and naturally of course) that from the very beginning the German terms, expressed eloquently by specific and sappy composed words, have had the cardinal part in defining the suitable equivalences. In the German and French term columns for each noun one evidences the very necessary information about the corresponding gendre. The quality of printing is excellent, facilitating a good survey and lightening the (sometimes tedious) hunting of words.

The intended audience are the advanced undergraduate and graduate students in control/computer/systems engineering, and scientists and researchers in control/robot control design and engineering, being at the same time a little but necessary and valuable instrument in the East—West scientific communication and understanding.

M. Voicu

BUDIG P.-K. (Hg.), *Technik-Wörterbuch : Elektrotechnik, Elektronik* ; Deutsch—English ; 3. unveränd. Aufl., VEB Verlag Technik, 1988, 700 S., ISBN 3-341-00418-1, BN 553-113-9.

Electrotechnics and electronics in the large have contributed and continue to play an important role in the contemporary scientific and technical revolution. They have opened numerous possibilities towards mechanization and automation of industrial processes, in which the modern microelectronics nowaday brings genuine solutions for new and various application domains.

In this respect the dictionary presents the state of the art and development tendencies in the terminology in two languages whose qualified speakers have substantially contributed to the development of electrotechnics and electronics. By studying text books, monographs and journals in German and English the editor and its co-workers have collected about 60,000 terms covering the following topics : electrophysics, electrotechnical measurements, electrochemistry, materials, electrical machines and drives, apparatus, high-voltage technique, power generation, transmission and distribution, power electronics, insulators and insulation, electric heat, electric lighting, information theory, electroacoustics, electromedicine, semiconductors, electronic components and devices, optoelectronics, superconductors, laser technique, information technique, communication engineering, radio engineering, automatic control, remote control technique, data processing, computers and computing, microprocessors and microcomputers. Directions for use and lists of simbols and abbreviations facilitate to understand the pertinent comments which accompany frequently the German—English equivalences. The quality of printing is excellent ensuring a very good survey to the user.

The book constitutes a necessary and useful tool for English speaking students, engineers and scientists who are interested to read in German the numerous and of good quality publications in electrotechnics and electronics in the large published in (East and West) Germany, Austria, Switzerland and elsewhere.

N.B. A new edition of the English—Germany dictionary in the same domain and at the same Technik Verlag is now in preparation.

M. Voicu

CHUBIN E. D., PORTER L. A., ROSSINI A. F., CONNOLLY T. (Eds.), *Interdisciplinary Analysis and Research*. Lomond Publications, Inc., 1986, 482 pp., ISBN 0-912338-53-9.

Modern science has made great progress by adopting the analytical method of identifying and (if possible) isolating the phenomena to be investigated. Thus, such a *divide et impera* like approach, which seemingly was the single hopeful way to gain applicable scientific knowledge, produced the explosion of contemporary scientific information and simultaneously/inherently an excessive segmentation of science (corresponding to an imaginary and artificial fragmentation of reality) into numerous disciplines and respectively the overspecialization engendering wasteful parallelisms in research due to failure in the transfer of models and data between particular disciplines.

Nevertheless, the reality is a whole, a complex unity. Consequently, during the later five—six decades, significant similarities have come to light between the concepts and theories of a number of scientific disciplines as : biology, ecology, psychology, psychiatry, antropology, sociology, political sciences, management and organization theory, the policy sciences, international studies (what Warren W e a v e r called the *sciences of complexity)*, and cybernetics, computer science, network theory and their mathematical correlates (what Herbert S i m o n called the *sciences of artificial)*. These similarities originated a new trend that counterbalanced segmentation and specialization by integration, abstraction and generality (what was designated under the term *interdisciplinarity)*. Thus, by a thought centered arround the patterns and interrelationship in wholes (systems) and respectively the deep structures which underlie human thought, two new scientific fields called *general systems theory* and *structuralism* emerged in the '30—'60. At the same time, there

was also a further and much pragmatic interpretation of interdisciplinarity concept which appeared and functioned as a means of solving practical (technological or social) problems and mission — oriented research projects by interdisciplinary teams and especially by interdisciplinary team research.

In this later respect the aim of this volume is to present a comprehensive introduction to interdisciplinarity as a subject, a process, and a mode of intellectual and social organization in order to solve research projects which are bounded, to some degree, by disciplinary concerns, societal interests, etc. It is a very valuable collection of 34 essays written by an authoritative interdisciplinary team consisting of more than forty of the world's experts, and is organized into eight sections : State of the art and its application ; WHY is interdisciplinary research important ? WHO are the participants ? WHERE is the institutional setting ? WHAT is it all about ? HOW is interdisciplinary research performed ? Postscript ; Literature. To these simple but multifaced questions the authors formulate detailed and documented answers covering a wide range of topics : necessity of disciplines, their „ethnocentrism" or even „arbitrarity", existence of „undisciplined problems", dialectical process towards interdisciplinarity, quality of researchers and team — building, social — organizational — administrative context, range and content of problems researched, and management of interdisciplinary teams. An annotated bibliography, a name index and a subject index complete the volume.

The book constitutes an excellent documentary and inspiration source for a very large palette of scientists (from engineering to humanistic sciences) involved/ interested in interdisciplinary team work or in interdisciplinary research.

M. Voicu

RICHARDSON G. J. (Ed.), *Windows on Creativity and Invention*. Lomond Publications, Inc., Mt. Airy, 1988, 338 pp., ISBN 0-912338-57-1.

Artistic, scientific and technical creativity and invention represent the multivalent facets of one of the very specific features (auto)defining *homo habilis* among the diversity of animal kingdom. Based on perception accuracy, arising from curiosity, imagination, intuition and intelligence, and acting by consciously brain controlled handling and mobility, or in other words by sensing and mental understanding — modelling of reality, by various observations — experiments and significant discoveries, and by evolutionary or revolutionary designing — achieving of an ever renowed reality, this very individually disseminated and through language, extracorporeal memory and education — instruction socially integrated *habilitas* produced along a historical, feedback — feedforward but not always harmoniously interconnected process the actual patrimony of spiritual and material values of the humanity called culture and civilisation.

Avoiding any kind of anthropocentric ecstasy regarding its cultural wealth and civilisation opportunities the mankind has nowaday to reevaluate the roles and the ethically correlated aspects of the creativity and invention (i.e. of *homo habilis*) in the past, present and especially in the future development of human society. Precisely this is the avowed purpose of the book which we have to review.

Published with the cooperation of UNESCO as a component of an interdisciplinary series, the book brings to light the message of outstanding scientists and interpreters of knowledge, exposing personal views and preoccupations but giving on the whole a deep insight into the motivations, premises, unfoldings, management and effects of creativity and invention. Thanks to the ability of the editor there have been opened the following 25 windows to this fascinating world : Prefatory remarks presenting the concepts of creativity and invention (1. *Introduction*, J. G. Richardson) ; Creativity is strikingly similar in art and science (2. *Innovation's Own Time Machine*, E. L. Feinberg) ; The symbolic is a means through which subjectivity may be expressed and shared (3. *Scientific Objectivity is Subjectivity Shared*, J.-F. Doucet) ; The biological paradigm can be extended to social behaviour (4. *Action Curves and Clackwork Geniuses*, C. Marchetti) ; Revisions and elaborations of the theories occured in small steps (5. *The Myth of Scientific Creativity*, R. Weisberg) ; The theory can be applied to art forms via computer (6. *Galois Fields ; Anticipation, a Different Point of View, and some Computer*

Art, V. Bonačić *et al.*) ; The emotions bind us toghether (7. *Innovative Illustration and the Emotions*, A. Kessler) ; The communication among individuals creates the culture (8. *The Growth of Knowledge and the Rise of Art*, A. Planchart) ; Two millenia of cosmological thinking in musical terms (9. *Geometry, Arithmetic and Musical Creation*, N. L. Wallin) ; Linear perspective in biplanar reproduction affected knowledge and achievement in many artistic and scientific fields (10. *The Origins of Objective Representation in the Art and Science*, S. Y. Edgerton, jr.) ; The creative process may originate in unconscious and invokes memory, awareness, cumulative knowledge, self-organisation and intensive labour (11. *Beyond the Looking-Glass*, G. Blanc) ; Throughout the cultures and civilisations, to education, ethics, values and respect for others (12. *Education for a New Cultural Era of Informed Reason*, A. P. Wierzbicki) ; Nearly two centuries of an amazing level of creativity (13. *Multi-cultural Influences on the Innovation Process : Austria — Hungary and the Industrial Revolution*, J. G. Richardson) ; The sources of originality leading to a spirit of creativity (14. *The Spirit of Vienna : a Testimonial*, V. F. Weisskopf) ; Managing scientific creativity and technical inventiveness (15. *Modern Inventors in High-Technology Industry*, G. LeParquier ; 16. *The Challange of Managing Inventiveness*, J. J. Kao) ; Multivalent approach of a given problem through system theory (17. *Using the Social and Natural Sciences to Solve Large-scale Problems*, D. Petkovski) ; The computer languagies facilitate a deeper understanding of natural languagies (18. *The Critical role of Language in the Man — Machine Relationship*, W. Ouyang) ; The language in the process of learning to be creative (19. *Pattern Recognition and its Relation to Creativity*, R. K. Uenishi) ; The interaction of children and the computer (20. *The Computer — Tool, Helper, Friend — and the Future of Artificial Intelligence*, J. G. Richardson) ; How to aid and abet innovative output ? (21. *New Scientific Technology and its Influence on Decision Making and Management in China*, J. Wu) ; Through the maze of professional education to a creative, full and rewarding career (22. *The Making of an Applied Researcher*, J.-B. Donnet) ; Promoting high-technology industries (23. *Seeds and Needs — and other Factors in Innovation*, B. R. Williams) ; Psycho-sociological pressures lying at the roots of creativity and invention (24. *The Historic Boundlessness of the Creative Spirit*, J. G. Richardson) ; The process of innovation are changing (25. *The Evolving Concepts of Creativity and Invention*, J. Kishida).

It is to much or to less ? However, based on an exemplary documentation and written in very personal/different styles, the book is a successful experiment which enables the reader to renow his own creative program. In this respect the book is addressed to anyone concerned with the processes by which artistic, scientific and technical creativity occurs and also it is highly recommended to those involved in the education — instruction for creative and innovative occupations.

M. Voicu

SZAKONYI R. et al., *How To Successfully Keep R & D Projects On Track !* Lomond Publications, Inc., Mt. Airy, Maryland, 1988, 104 pp.

The purposes of research and development (R & D) are to discover new knowledge and to make it useful. Because the scientific and technical progress of an R & D project is very difficult to estimate *a priori*, the people involved in such activities must always take into account many risks : they will not discover new knowledge — or they will do at too great cost or too late or even if they are able to meet their objective within the budget and on time, there is the possibility that R & D product will not be used and so forth.

This book presents an authoritative selection of essays written by senior managers from industry and government and dealing with the whole process — from planning to keep an R & D project on track, to recognizing when an R & D project is off track, to dealing with an R & D project that is off track. In this respect the part and chapter headings are very transparent and significant : I. How to successfully keep an R & D project on track : 1. *An Overview* (R. Szakonyi) ;

II. Planning to keep an R&D project on track : 2. *Planning R&D Projects : the Role of Senior R&D Managers* (D. M. Heller) ; 3. *Developing a Market Plan as a Way of Evaluating an R&D Project* (S. C. Colwell) ; III. Recognizing when an R&D project is off track ; 4. *Taking the Temperature of an R&D Project* (R. J. Trainer) ; 5. *Diagnosing R&D Project Pathologies* (E. Eden) ; 6. *Project Monitoring : some Informal Warning Signs for R&D Managers* (J. W. Ray) ; IV. Dealing with an R&D project that is off track : 7. *An Unconventional Approach to Getting R&D Projects Back on Track* (M. J. Cetron) ; 8. *Dealing with Research Projects that are off Track* (G. C. Deutsch) ; V. Developing an R&D evaluation system : 9. *Developing and Implementing an R&D Evaluation System* (C. N. Mitchell) ; 10. *R&D Project Evaluation* (C. M. Schoman) ; 11. *Developing an R&D Evaluation System :* Notes on the Effect of Management Climate (D. W. Malone).

The intended audience of the book are R&D administrators and non-scientist executives.

M. Voicu

NADARAYA E. A., *Nonparametric Estimation of Probability Densities and Regression Curves*. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1989, ISBN 90-277-2757-0.

The volume is concerned with nonparametric estimation that is established as an important aspect of mathematical statistics and continues the attractive Mathematics statistics and its applications series of Kluwer Academic Publishers.

This monograph is an attempt to acquaint the reader with an area of mathematics which can be described as „curve estimation", a very important area of mathematical statistics which is being intensively developed at present and in which many papers are being published every year. Traditional (parametric) statistics deals with methods and problems in estimation on the basic assumption that the underlying statistical probability distribution is one of a family depending on just few parameters. This is an assumption which is often violated and is, in fact, in many circumstances, not a very reasonable assumption. That is where nonparametric and robust methods come in. Here, roughly, robust statistics assumes that the true distribution is in some (small) neighbourhood of a parametric family and nonparametric statistics makes almost no assumption at all beyound smoothness of the underlying distribution.

This book presents the powerful techniques and ideas developed rather recently in nonparametric statistics, which make effective use of the assumption that the underlying distribution is smooth and develops a general theory from a unified position. The monograph represents the augmented version of the 1983 Tbilisi University Press Russian edition and consists of five chapters.

General methods for an asymptotic analysis on nonparametric estimations of a wide class of functional characteristics of a distribution are developed. These methods allow to investigate problems of constructing asymptotically optimal procedures of estimation, confidence region and tests for testing statistical hypotheses. Sequences of asymptotically optimal (in various senses) estimators of a number of functional characteristics of a distribution of observations are obtained. Convergence — in certain probabilistic senses — of the constructed estimators in functional matrix C, L_2 and L_1 is investigated, and corectness in the convergence in variation of the statistical problem of estimating an unknown absolutely continuous distribution is proved. A method is developed for investigating the limiting distribution for the maximum of the absolute value of normalized deviation of estimators of the kernel-type from an unknown density. The latter alows to construct confidence regions for the unknown density.

New tests of the integral type, based on density estimators investigated here in for testing goodness of fit, homogenity and independence are developed. For the first time, a sequence of „close" alternatives, which are call „singular", is introduced. Under these alternatives, the proposed tests turn out to be more powerful than the classical tests of the Kolmogorov-Smirnov type. Nonparametric estimatiors of regression curves are introduced for the first time : prob-

lems of asymptotic behaviour (in the integral and uniform metrics) of these estimators from the theoretical regression curve are investigated, and nonparametric confidence regions for the regression curve are constructed. Tests for testing the appropriated statistical hypotheses are developed and a solution of the well-known S. N. Bernstein's problem of estimating a density with errors is obtained.

The book is written rigorously and with elegance ; the results and methods presented have generated interest from ofther researchers in the USSR as well as abroad. Nonparametric statistics is, of course, very widely applicable and it also generates, as this book shows, very interesting mathematics. This volume will be of interest to all who use statistics in their work, and, in particular, those who are concerned with statistical estimation theory and its applications : classification, pattern recognition and modern control systems.

Teodor Marcu

BUDGEN D., *Making Use of UNIX*. Ed. Edward Arnold, Great Britain, 1985, 194 pp.

This book aims to present to various users the numerous advantages of UNIX systems as well as the possibility of implementation of this on a large variety of processors.

The work is structured in three parts organised on 15 chapters. In the first part (chapters 1...8) are presented the structural elements of UNIX system, the structure and mode of use of utility programs. Another three variants of UNIX operating system are indicated namely : ZEUS, XENIX and Idris.

The second part (chapters 9...12) exemplifies, through exhaustive cases studies, the important posibilities offered by UNIX in software engineering.

Through comparison, the UNIX advantages, w.r.t. another operating systems, are indicated.

In the third part (chapters 13 ... 15) are analysed the posibilities of UNIX system in comparison with the used calculating system.

Thus, is exemplified the writing of conversational programs for peripherals that do not „recognise" the UNIX system.

The numerous references accompanying every chapter permit a subsequent profound achievement and utilization.

Mircea Ilinca

MONRO D., *A Crash Course in Pascal*. Ed. Edward Arnold, Great Britain, 1985, 203 pp.

This work accomplishes a complete presentation of PASCAL programming language. Through numerous examples, the author exemplifies the multiple possibilities of programmation in PASCAL language. The work is destined to collegians and students which wont to use this elegant programming language.

Being structured in 18 chapters, the content of work is similar in essence to every programming handbook. Thus, in chapters 1 and 2 is described the structure of programmes written in PASCAL language. The formates of accompanying messages aid comments are indicated. Chapters 3 ... 8 contain : the representation of constants and variables in PASCAL, the structure of instructions IF, REPEAT, WHILE, FOR. In chapter 9 ... 11, the mode of declaration and calling of functions and procedures in PASCAL, is presented. A particular attention is payed to the use of data bulks (chapters 12 and 14) as well as to character sets (chapter 13).

Chapters 15 ... 18 deal with the problem of data files : declaration, structure, use.

In appendix, the main elements of PASCAL language-variant ISO 185—1982 are synthetized. The classification of all terms in the index (pp. 198—203) allows a rapid utilization of the handbook.

Mircea Ilinca

БАЗУТКИН В.В., ЛАРИОНОВ В.П., ПИНТАЛ Ю.С., *Техника высоких напряжений. Изоляция и перенапряжения в электрических системах*. Изд. третье, переработанное и дополненное, под общей редакцией В.П. Ларионова, Энергоатомиздат, Москва, 1986, 464 стр.

В настоящее время техника высоких напряжений является одной из основных дисциплин для всех электроэнергетических и электротехнических специальностей, посвящен свойствам и характеристикам изоляционных конструкций электрооборудования высокого напряжения и условиям их надежной эксплуатации при воздействии рабочего напряжения, грозовых и внутренних перенапряжений.

Книга представляет собой учебник для студентов электроэнергетических вузов и состоит из семи разделов.

Первый раздел посвящен сведениям об электрофизических процессах в диэлектриках. Рассмотрены разряд в газе, электропроводность диэлектриков, поляризация диэлектриков, диэлектрические потери.

Во втором разделе изучены основные свойства и электрических характеристики внешней изоляции электроустановок. Проанализированы особености разрядов в воздушных промежутках при постоянном и переменном напряжении, при грозовых и коммутационных импульсах, а также разрядов в воздухе вдоль поверхности изоляторов.

В третьям разделе изложены общие свойства внутренней изоляции и ее виды, особености пробоя жидких и твердых диэлектриков при кратковременных воздействиях напряжения, методы регулирования электрических полей во внутренней изоляции.

В четвертый раздел проанализирована эксплуатация изоляционных конструкций при рабочем напряжений. Изучены коронный разряд на проводах воздушных линий электропередачи, работа изоляторов при увлаженных загрязнениях поверхности, длительная электрическая прочность внутренней изоляции.

Пятый раздел посвещен сведениям о грозовых перенапряжениях и молниезащите. Изучены молния как источник грозовых перенапряжений, молниеотводы, защитной аппараты и устройства, молниезащита воздушных линий и подстанций, координация изоляции электрооборудования по уровню грозовых перенапряжений и ее испытания.

В шестом разделе рассмотрены внутрение перенапряжения в электрических системах и их ограничение, а также координация изоляций электрооборудования по уровню внутренних перенапряжений.

Седьмой раздел посвящен описанию конструктивных особенностей и характеристик изоляции воздушных линий электропередачи и открытых распределительных устройств, кабельных линий, трансформаторов.

Весь учебный материал изложен ясно и четко, на высоком научном уровне, с учетом последних достижений техники высоких напряжений.

Книга полезна не только студентам, но и инженерно-техническим работникам энергосистем, проектных и научно-исследовательских организаций.

Н. Гаврилаш

PLASCHKO P., BROD K., *Höhere mathematische Methoden für Ingenieure und Physiker*. Springer-Verlag, Berlin, New York, 1989, XIV+439 S., ISBN 3-540-50388-9, ISBN 0-387-50388-9.

Das vorliegende Buch ist in der Reihe „Hochschultext" erschienen, in der überwiegend Vorlesungsstoff behandelt wird. Es basiert auf der Vorlesungen, die die Autoren an der University of Houston / Texas und and der Technischen Universität Berlin gehalten haben. Der Schwerpunkt des Buches, das in 13 Kapitel gegliedert ist, liegt in der Darstellung mathematischer Methoden zur Berechnung der Lösungen von Differentialgleichungen mit besonderem Interesse an Näherungs- und asymptotischen Verfahren. Die Breite des dargestellten Gebiets kann man leicht den Kapitelüberschrift entnehmen : 1. Einführung ; 2. Formale Theorie asymptotischer Entwicklungen ; 3. Reihenansätze zur Lösung von gewöhnlichen Differentialgleichungen ; 4. Integraltransformationen zur Lösung linearer gewöhn-

licher Differentialgleichungen ; 5. Asymptotische Entwicklung von Integralen ; 5. Die Wiener — Hopf-Methode ; 7. Variationsrechnung ; 8. Reguläre und singuläre Störprobleme ; 9. Die WKB-Methode ; 10. Angepasste Asymptotische Entwicklungen (Gewöhnliche Differentialgleichungen) ; 11. Angepasste asymptotische Entwicklungen (Partiele Differentialgleichungen) ; 12. Die Vielvariablen-Methode und verwandte Verfahren ; 13. Deterministische Chaos — Eine Einführung.

Wie schon ersichtlich, numerische Methoden werden nicht behandelt, da sie heute den analytischen Methoden gleichgestellt sind. Es soll hier bemerkt werden, dass auch die analytischen Methoden in den letzten Jahren durch Computerprogramme für mathematische *Symbol*verarbeitung wie REDUCE oder MACSYMA wieder an Bedeutung gewon nen haben.

Das Buch ist für Studenten in Hauptstudium und theoretisch arbeitenden Ingenieure und Physiker konzipiert, richtet sich aber auch an andere Naturwissenschaftler, die sich mit Lösungsproblemen der Kontinuumsmechanik, Strömungslehre, Thermodynamik, Festkörperphysik, Quantenmechanik usw. beschaftigen.

M. Voicu

M. I. Et. INSTITUTUL DE CERCETARE ȘTIINȚIFICĂ ȘI INGINERIE TEHNOLOGICĂ
PENTRU ELECTROTEHNICĂ

НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ
FORSCHUNGSINSTITUT FÜR ELECTROTECHNIK
INSTITUT DE RECHERCHES POUR L'ELECTROTECHNIQUE
RESEARCH INSTITUTE FOR ELECTROTECHNICS

B-dul Tudor Vladimirescu Nr. 45–47 ; Sector 5 ; BUCUREȘTI 79 623 ; Telefon 31 41 00 ;
Telex : 10486

NESEP
STATIC ELECTRICITY ELIMINATOR

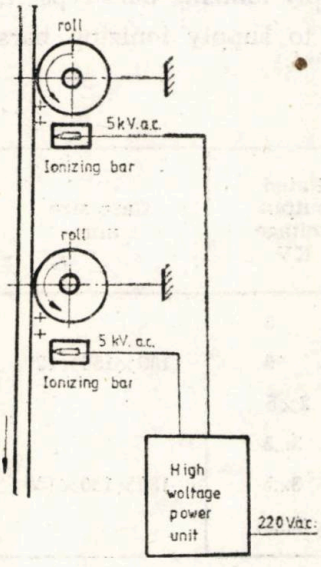
THE PROBLEM OF STATIC ELECTRICITY

The increasing utilization and processing of synthetic materials determine inherently the appearance of parasite electrical charges in processes, with all related adverse effects : loss of equipment efficiency, diminution of product quality and worsening of working conditions.

The static electricity eliminator is a device of a original and patented design, specially made to neutralize these electrostatic charges.

OPERATION. The static electricity eliminator is made up of a high voltage (HV) power unit that supplies one or more ionizing bars located just downstream to the area of parasite electrical charges.

A low power corona discharge which produces positive and negative ions takes place between the HV needles of the ionizing bars and some earthed electrods.



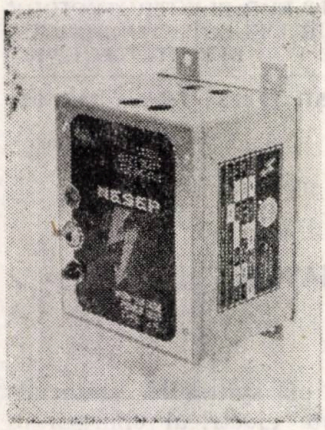
Neutralization occurs due to the recombination of material charges with opposite polarity of attracted ions.

Both the HV power unit and the ionizing bar are produced under several verions.

It is advisable to set the HV power units type N and the ionizing bars type N in locations where materials show average/high electrical charges and speeds (up to 10 m/s).

The HV power units type CT and the ionizing bars type CT are suggested for locations where materials show very high electrical charges and speeds (higher than 10 m/s).

HIGH VOLTAGE POWER UNITS



APPLICATION. The usual supply voltage of HV power units is 220 V, but we can produce units for any supply voltage in acordance with the users request.

The total maximum length of the ionizing bars supplied by a HV power unit is 10 m.

GENERALITIES. High voltage (HV) power units provide a high voltage supply for ionizing bars. This specially designed unit is based on a HV magnetic shunted transformer which grants the reliability of regular operation and the capability of short-circuit operation.

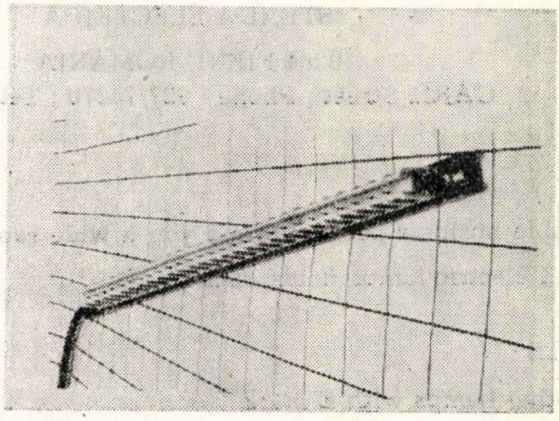
The variants with an output voltage variator have electronic circuits incorporated.

HV power units type N are designed to supply ionizing bars type N, while HV power units type CT are designed to supply ionizing bars type CT.

HV power unit type	No. and type of ionizing bars to be supplied	Max. output short-circuit current mA	Rated output voltage KV	Case size mm
4N	4 ionizing bars type N	5	5	
8N	8 ionizing bars type N	5	5	180×150×120
4CT	4 ionizing bars type CT	1.5	2×5	
4N—R	4 ionizing bars type N	5	3...5	
8N—R	8 ionizing bars type N	5	3...5	180×150×150
4CTR	4 ionizing bars type CT	1.5	2×(3...5)	

The maximum operating temperature of HV power is 40°C.

IONIZING BARS



GENERALITIES. Ionizing bars play the role of producing ions to neutralize the electrized material charge.

The optimal location distance is 40 mm from the electrized surface but they prove efficient even for distances of 60 or 80 mm.

DESIGN. The ionizing bar design is based on insulating modules which maches its execution easy at any desired lenght. The maximum length we provide is 3 m.

Ionizing bar type	Size mm	Operating voltage, [KV]	
		min.	max.
N	50×27× 100...3 000	3.5	6
CT	49×22× 100...3 000	2×3.2	2×5.5

The maximum operating temperature is 60°C. Upon request, ionizing bars type N are available for operating temperatures up to 100°C.

R

SELUM

SELUM — a World of Light

STEAUA ELECTRICĂ

0284 FIENI, ROMÂNIA

2. GĂRII Street ; Phone : 927/74270 ; Telex : 17263

Your reliable business partner offers you a wide range of comercial transaction in all electric lamps fields, such as :

- EXPORTS :

— Automotive Lamps with E mark
— Signal Lamps
— Projection Lamps
— Ornamental Lamps
— Spot and Reflector Lamps
— Household Lamps
— Neon Lamps
— Photo Lamps
— Other Special Lamps

- IMPORTS :

— Raw Materials, Lines of Production, Semiproducts, etc.

- INTERNATIONAL ECONOMIC COOPERATION

STEAUA ELECTRICĂ, founded in 1936, has business relation with partners from more than 60 countries on 5 continents.

SELUM delivers high quality lamps and manufactures mors than 96% if its products at worldwide level.

The guaranty of our automotive lamps is assured by the international homologation sign E—19, the West-German homologation signs E—1 and K and by the specific products realised under the British Standards.

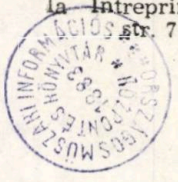
We shall be happy to supply the goods and services you require in the most competitive terms and under the SELUM-brand.

SELUM is an integrated lighting plant which manufactures all the necessary semi-products in its own factories.

SELUM is represented abroad by the economic agencies and offices of Romania through the foreign trade companies :

ELECTROEXPORTIMPORT, DUNĂREA, CARPAŢI, ELECTRONUM.

Tiparul executat sub cd. 185
la Intreprinderea Poligrafică Iași
str. 7 Noiembrie nr. 49



10822